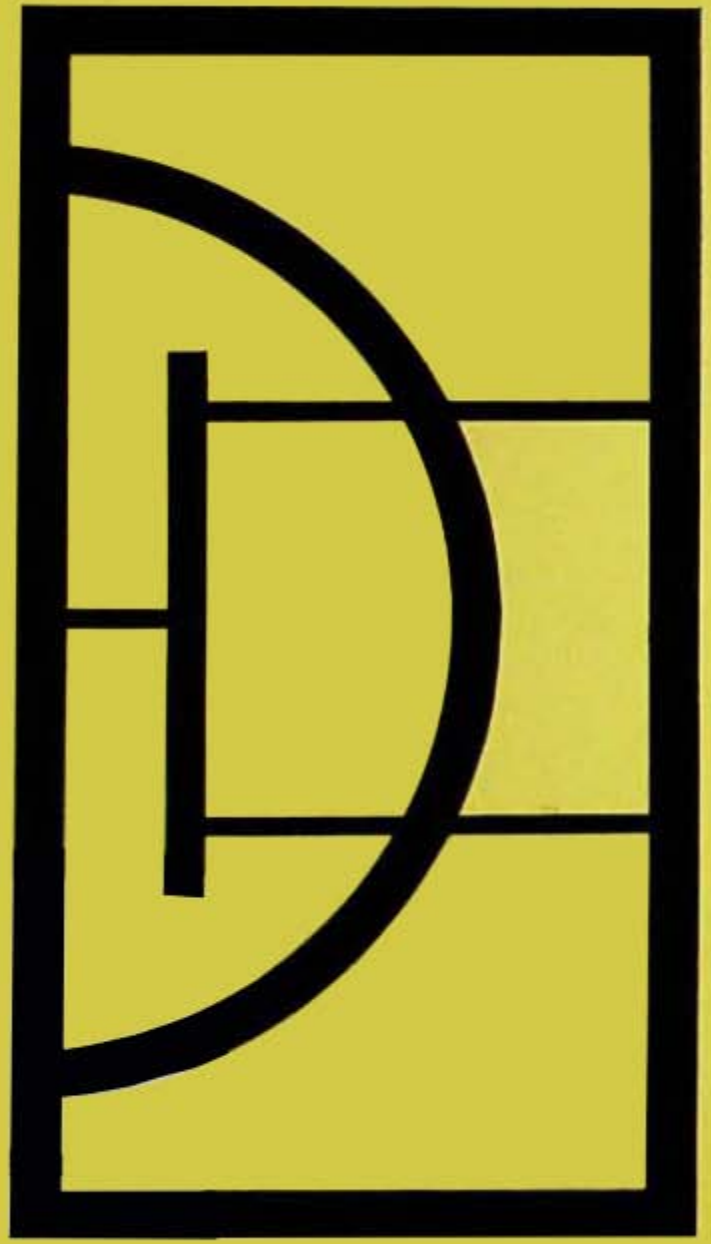


TOPP

Buchreihe Elektronik 25

Dieter Dorsch

Schaltungen mit neuen Halbleitern

Dieter Dorsch, Teil 25
Schaltungen mit neuen Halbleitern

Wir bitten, auf Seite 10 dieses Buches einige Druckfehler zu berichtigen:

Spalte 1, Zeile 16 $I_{Zmin} = 0{,}5$ mA

Spalte 2, Zeile 1 $I_{Lmin} = 0$ mA
Zeile 2 $I_{Lmax} = 5$ mA
Zeile 3 $I_{Zmax} = 9$ mA

Zeile 12 $I_{Lmin} = 0$ mA
Zeile 13 $I_{Lmax} = 5$ mA
Zeile 14 $I_{Zmax} = 9$ mA
Zeile 15 $I_{Zmin} = 0{,}5$ mA

Teil 25 der

Reihe »Schaltungen«

Dieter Dorsch

Schaltungen mit neuen Halbleitern

Verlag Frech Stuttgart-Botnang

Die folgenden Bilder und Schaltungen wurden freundlicherweise von den Firmen Siemens und Texas Instruments zur Veröffentlichung freigegeben bzw. nach Unterlagen dieser Firmen erstellt.

Texas Instruments: Bild 30, 31 und 32.
Siemens: Bild 2, 11, 12, 13, 14 und Foto 2.

Für die Schaltungen und Beschreibungen wird keine Gewähr bezüglich Patentfreiheit übernommen. Bei gewerblicher Nutzung, gleich welcher Art, ist die Genehmigung des Lizenzinhabers einzuholen.

© 1969

Verlag und Druckerei M. Frech
Stuttgart-Botnang
Wissenschaftliche Assistenz:
Dipl.-Ing. O. Kilgenstein

Druck: Frech, Stuttgart-Botnang

Inhalt

Vorwort 7

Die Zenerdiode 8
Brückenstabilisierung 11
Stabilisierung kleiner Ausgangsspannungen 12
Zenerdioden für Meßinstrumente 13

Die Kapazitätsdiode, der moderne Drehkondensator 16
Kurzwellenempfänger mit Diodenabstimmung 18
Oszillator für 25 bis 30 MHz 22
Ein Prüfoszillator für UKW 24
Drahtloses Mikrofon 26
Ein UKW-Tuner mit Diodenabstimmung 28
Die Kapazitätsdiode, Kernstück neuartiger Hochfrequenz-Verstärker 32
Vorverstärker für das 2-m-Amateurband 36

Tunneldioden 42
Umgang mit Tunneldioden 43
Tunneldioden-Oszillator 45
Ein Sub-Miniatur-Fernsteuersender 48

Feldeffekt-Transistoren 56
Ein rauscharmer 60-dB-Verstärker 58
Verstärker mit sehr hohem Eingangswiderstand 60
Zeitschalter 62

Schaltdioden 64
Eine Diode als Wellenschalter 64

Vorwort

Seit ihrer Einführung in die allgemeine Praxis haben die Halbleiter eine rasch zunehmende Anwendung gefunden. Auf fast allen Gebieten der modernen Technik sind sie zu unentbehrlichen Bauteilen geworden. In vielen Anwendungsfällen beginnen sie die Elektronenröhre mehr und mehr zu ersetzen. Ja zahlreiche technische Möglichkeiten werden überhaupt erst durch Halbleiter realisierbar. Das ist auch der Grund, weshalb die großen Industrielaboratorien durch intensive Forschungs- und Entwicklungsarbeit ständig neue Halbleiter schaffen. Gerade die vergangenen Jahre waren hier sehr fruchtbar. Lange bekannte physikalische Erscheinungen konnten durch neue Halbleiterbauteile praktisch genutzt werden. Erwähnt sei nur der sogenannte Thermoeffekt, der es gestattet, durch Erwärmung zweier Metalle eine geringe Spannung zu erzeugen. Oder die Umkehrung dieser Erscheinung: Schickt man durch die miteinander verschweißten Metalle einen Strom, so tritt an der Schweißstelle eine Abkühlung auf. Diese Tatsache nutzt das „Peltier-Element" als neuartiger Kälteerzeuger aus. Ein anderes neues Halbleiterbauteil beruht auf dem bekannten Hall-Effekt. Der „Hall-Generator" dient zur Messung kleiner und kleinster Magnetfelder.

Aber nicht nur Bauteile, die vorzugsweise in der kommerziellen Technik ihren Einsatz finden, auch eine große Zahl von Halbleitern, die für den Praktiker von Interesse sind, wurden geschaffen. So bietet zum Beispiel die „Zenerdiode" zur Spannungsstabilisierung, die „Kapazitätsdiode" als Abstimmelement oder die „Tunneldiode" als Oszillator völlig neue Möglichkeiten beim Bau von Empfängern, Verstärkern und Fernsteueranlagen.

Hinzu kommt die wichtige Weiterentwicklung des Transistors zum „Feldeffekt-Transistor", bei dem der Widerstand des stromführenden Kanales durch ein elektrisches Feld gesteuert wird. Mit diesem röhrenähnlichen Transistor ergeben sich viele Möglichkeiten, Geräte hoher Leistung zu erstellen.

Es ist natürlich nicht möglich, im Rahmen des vorliegenden Buches auf alle neuen Halbleiterbauelemente einzugehen. Die für den Praktiker interessanten Halbleiter sind jedoch aufgenommen und ihre Anwendung durch Schaltungsbeispiele und Bauanleitungen verdeutlicht. Eine jedem Kapitel vorangestellte kurze theoretische Funktionsbeschreibung des jeweiligen Bauteiles soll zum leichteren Verständnis der Schaltungen beitragen und das nötige Wissen für die Erstellung eigener Schaltungen vermitteln. Dabei sind die theoretischen Erörterungen auf ein Minimum beschränkt und einige Rechnungen im Zusammenhang mit der Zenerdiode an einfachen Zahlenbeispielen erklärt.

Die Zenerdiode

Neben verschiedenen Sonderanwendungen, von denen noch die Rede sein wird, liegt die Hauptaufgabe der Zenerdiode im Stabilisieren von Gleichspannungen bis etwa 80 Volt bei kleinen und mittleren Leistungen. Netzgeräte mit Zenerdiodenstabilisierung zeichnen sich durch ihren kleinen Innenwiderstand, geringe Brummspannung und — was für den Praktiker besonders wichtig ist — durch einen unkomplizierten Aufbau aus. Wie arbeitet nun ein Netzteil, dessen Spannung durch eine Zenerdiode stabilisiert wird? Bild 1 soll die Arbeitsweise verdeutlichen.

An ein normales Netzteil, bestehend aus Transformator, Gleichrichter, Lade- und Siebkondensator, schließt sich die eigentliche Stabilisierungsschaltung an. Sie besteht aus dem Widerstand R und der in Sperrichtung betriebenen Zenerdiode Z. Durch den besonderen Verlauf der Strom-Spannungs-Kennlinie der Zenerdiode (Bild 2) wirkt sich eine Änderung der unstabilen Spannung U_E praktisch nur auf die Spannung am Widerstand R aus. Die Spannung U_Z an der Zenerdiode bleibt durch den steilen Kennlinienverlauf nahezu konstant. Wird zum Beispiel die Eingangsspannung U_E größer, so steigt der Strom I_Z an. Der höhere Strom führt aber gleichzeitig zu einem höheren Spannungsabfall U_R. Sinkt die Spannung U_E, dann nimmt auch der Strom I_Z ab und U_R wird kleiner. Die Ausgangsspannung aber bleibt unverändert, da die Änderung der Eingangsspannung durch eine entsprechende Änderung von U_R ausgeglichen wurde.

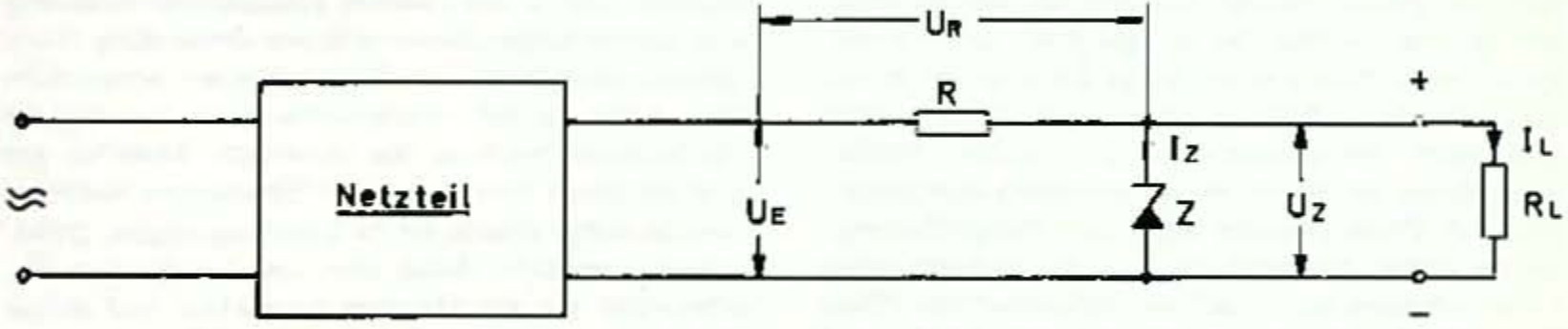


Bild 1 Grundschaltung einer Zenerdiode zum Stabilisieren einer Gleichspannung

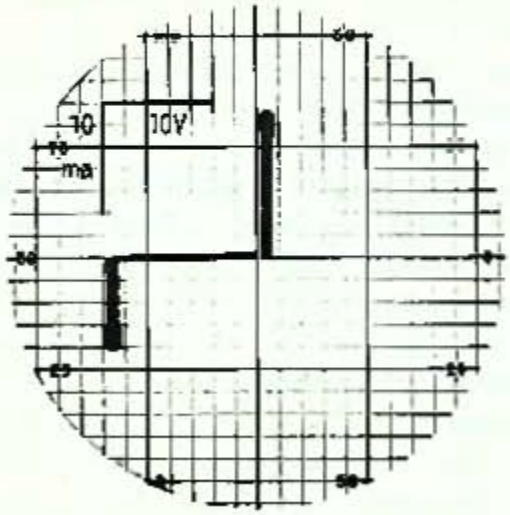


Bild 2 Der mit einem Oszillografen aufgenommene Strom-Spannungsverlauf einer Zenerdiode. Deutlich ist der sehr steile Stromanstieg zu erkennen

Selbstverständlich kann eine gute Stabilisierung nur dann erreicht werden, wenn der Vorwiderstand R bestimmten Forderungen genügt. Hierbei gilt es, darauf zu achten, daß die Zenerdiode nicht durch zu großen Strom gefährdet wird. Andererseits aber muß ein bestimmter Mindeststrom I_{Zmin} fließen, damit die Diode nicht im unteren Kennlinienknick arbeitet. Mathematisch ausgedrückt muß der Widerstand die folgenden Regeln erfüllen:

$$(1) \qquad R < \frac{U_{Emin} - U_Z}{I_{Zmin} + I_{Lmax}}$$

$$(2) \qquad R > \frac{U_{Emax} - U_Z}{I_{Zmax} + I_{Lmin}}$$

R = Vorwiderstand
U_E = Eingangsspannung (unstabil)
U_Z = Ausgangsspannung (stabilisiert)
I_Z = Strom durch die Zenerdiode
I_L = Strom durch den Verbraucher

$<$ kleiner als $>$ größer als

Nun aber nicht gleich den Mut verlieren! Die Gleichungen sind harmloser und das Rechnen damit einfacher als es auf den ersten Blick aussieht. Dem Widerstandswert wird lediglich eine obere und eine untere Grenze gesetzt. Innerhalb dieser Grenzen ist der Widerstands-

wert frei wählbar. Um die graue Theorie etwas anschaulicher zu machen gleich ein Beispiel:
Für Vergleichszwecke (z. B. Eichung eines Röhrenvoltmeters) wird eine stabile Gleichspannung von 22 Volt benötigt. Ein Netzteil liefert eine Gleichspannung von 50 Volt mit den üblicherweise vorkommenden Schwankungen von ±10 %. Als Zenerdiode steht eine Z 22 zur Verfügung. Welchen Wert muß der Vorwiderstand R haben?

U_Z = 22 Volt
U_E = 50 Volt
U_{Emax} = 55 Volt (+10 %)
U_{Emin} = 45 Volt (—10 %)
I_L = 0 mA (Verbraucher sehr hochohmig)
I_{Zmax} = 9 mA (Angabe aus dem Herstellerkatalog)
I_{Zmax} = 0,5 mA (gewählter Wert, ca. 5 % von I_{Zmax})

Setzt man diese Werte in die beiden Gleichungen ein, dann erhält man als größten Widerstandswert 46 kOhm, als kleinsten Wert 3,6 kOhm. Gewählt wird der größtmögliche Widerstand der Normreihe. Hier 39 kOhm.

Beispiel 2:
Das Netzteil wird als Gittervorspannungsgerät benutzt. Der mögliche Verbraucherstrom soll 5 mA betragen. Wie groß muß der Vorwiderstand jetzt sein?

U_Z = 22 Volt
U_E = 50 Volt
U_{Emax} = 55 Volt
U_{Emin} = 45 Volt
I_{Zmax} = 0 mA
I_{Lmin} = 5 mA
I_{Lmin} = 9 mA
I_{Zmin} = 0,5 mA

Mit diesen Werten ergibt sich der größte Widerstandswert zu 4,2 kOhm, der kleinste Wert zu 3,6 kOhm. Der gewählte Wert liegt hier bei 3,9 kOhm.

Beispiel 3:
Unser Gittervorspannungsgerät soll auch noch bei einer Spannungsschwankung von ±15 % stabil arbeiten. Rechnungsangaben:

U_Z = 22 Volt
U_E = 50 Volt
U_{Emax} = 57,5 Volt
U_{Emin} = 42,5 Volt
I_{Zmin} = 0 mA
I_{Zmin} = 5 mA
I_{Lmax} = 9 mA
I_{Lmax} = 0,5 mA

Mit Gleichung (1) erhält man R kleiner 3,7 kOhm
mit Gleichung (2) ergibt sich R größer 3,9 kOhm

„Hier liegt ein Druckfehler vor", wird jetzt mancher denken! Dem ist jedoch nicht so. Das merkwürdige Ergebnis sagt nichts anderes, als daß diese Aufgabe unter den gegebenen Bedingungen nicht zu lösen ist. Soll das Netzteil auch noch Spannungsschwankungen von ±15 % stabilisieren, dann muß eine größere Eingangsspannung U_E gewählt werden.

Brückenstabilisierung

Für sehr stabile Spannungen, wie sie zum Beispiel für Eichzwecke benötigt werden, benutzt man gerne eine Brückenschaltung nach Bild 3. Der Verbraucher liegt in der Diagonalen der Brücke, die aus einer Zenerdiode, zwei Festwiderständen und einem Einstellregler besteht. Mit dem Einstellregler gleicht man die Brücke auf höchste Stabilität ab. Der Abgleich dieser Schaltung gelingt am besten dadurch, daß der Eingangsspannung eine kleine Wechselspannung überlagert wird (Bild 3 b). Dazu schaltet man in die Zuleitung für die Eingangsspannung die Sekundärseite eines kleinen Transformators. Die eingespeiste Wechselspannung bildet die spätere Spannungsschwankung nach. Der Einstellregler P wird nun solange verändert, bis das Brummen im Hörer nahezu verschwindet.

Stückliste zu Bild 3

P = Einstellregler 200 Ohm
R 1 = 680 Ohm/1/4 Watt
R 2 = 1 kOhm/1/4 Watt
Z = Zenerdiode 1 N 747 A, ZF 3,6 oder ähnliche
Eingangsspannung = 12 Volt ± 15%
Ausgangsspannung = 3 Volt
Ausgangsstrom = 1 mA
Abgleichspannung = ca. 3,6 $Volt_{ss}$

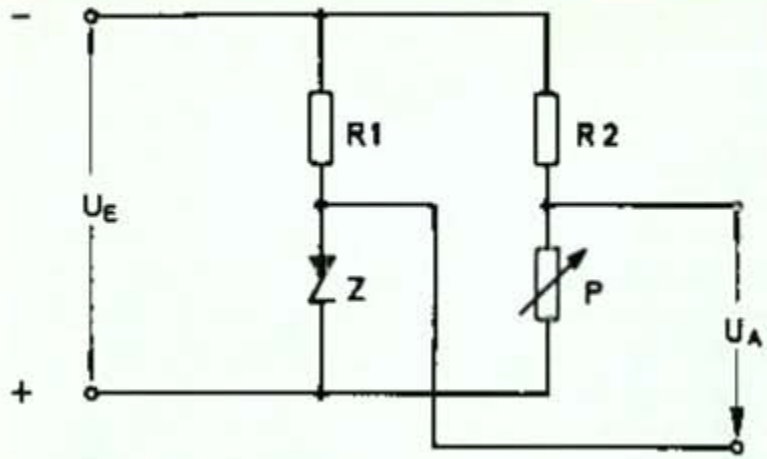


Bild 3a Sehr stabile Spannungen liefert diese Brückenstabilisierung

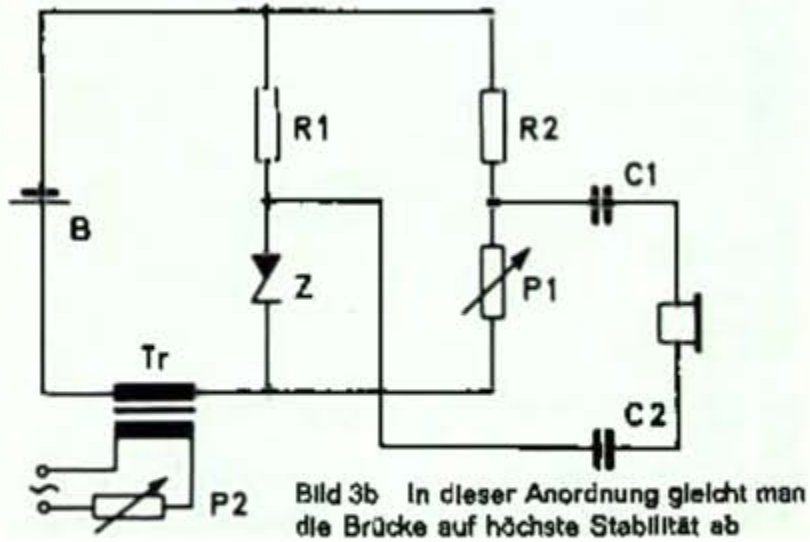


Bild 3b In dieser Anordnung gleicht man die Brücke auf höchste Stabilität ab

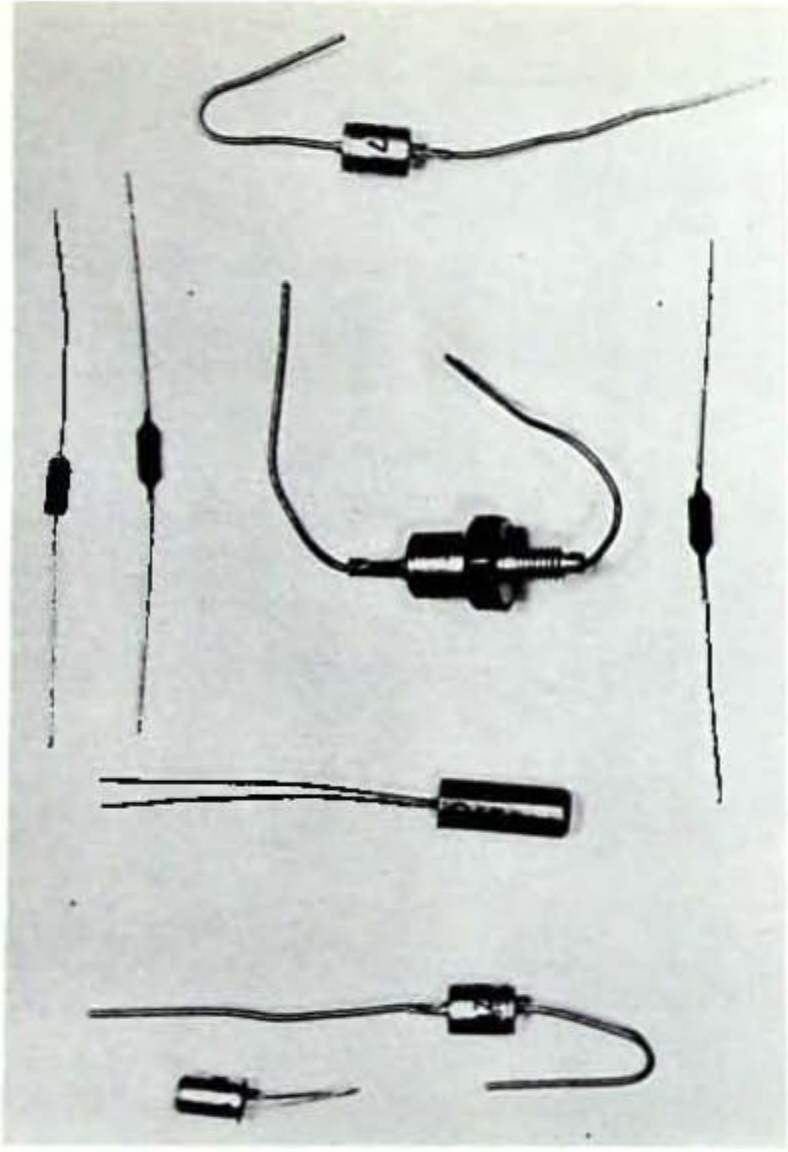
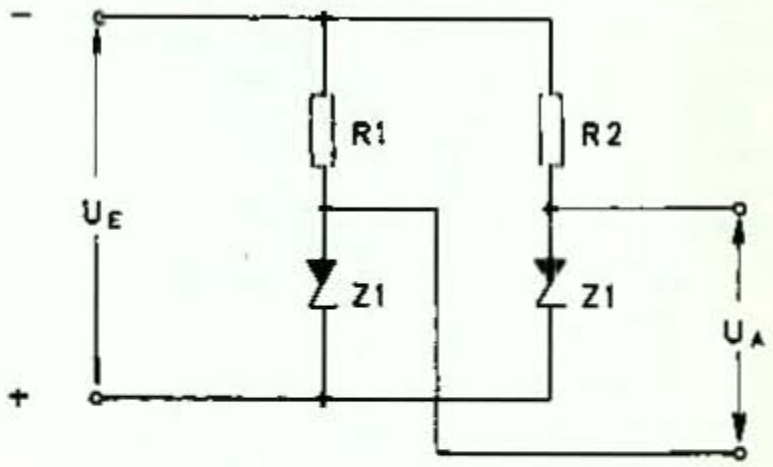


Foto 1 Zenerdioden unterschiedlicher Leistung

Schaltung für kleine Ausgangsspannungen

Für stabilisierte Spannungen unter 3 Volt eignet sich sehr gut die Schaltung nach Bild 4. Auch hier liegt eine Brückenschaltung vor, jedoch mit zwei Zenerdioden. Als Ausgangsspannung ergibt sich die Differenz der beiden Zenerspannungen. Durch geeignete Wahl der Zenerdioden kann so jede Spannung mit beliebig kleinem Wert erzeugt werden.

Bild 4 Diese Schaltung eignet sich gut für die Stabilisierung kleiner Gleichspannungen



Zenerdioden für Meßinstrumente

Ein breites Anwendungsfeld finden Zenerdioden in Verbindung mit Meßinstrumenten. Hier eröffnet sich für den experimentierfreudigen Praktiker ein wahres Eldorado. Die Bilder 5 a bis e zeigen einige Möglichkeiten aus der Vielzahl der Verbindungen von Zenerdioden mit Meßinstrumenten. Der wohl wichtigste Anwendungsfall dürfte die Schaltung nach Bild 5 a sein: Eine Zenerdiode schützt einen Spannungsmesser gegen Überlastung. Dem Spannungsmesser mit seinem Vorwiderstand ist eine Zenerdiode parallel geschaltet. Unterhalb ihres Kennlinienknickes gleicht die Diode einem sehr hochohmigen Widerstand (ca. 10 bis 1000 MOhm). Die Anzeige des Meßwerkes entspricht daher der angelegten Spannung. Wird jedoch die Zenerspannung überschritten, so beginnt der Steilanstieg des Zenerstromes und das Meßinstrument verharrt in seiner Endstellung.

Im Anwendungsfall b liegt die Diode in Reihe zum Meßwerk. Ein Strom kann demzufolge erst dann fließen, wenn die Zenerspannung überschritten wird. Dieser Anwendungsfall wäre sicher für ein Batterieladegerät

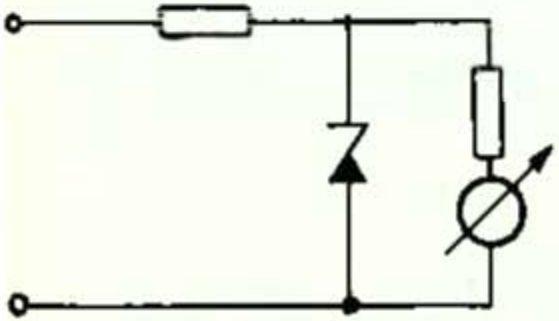
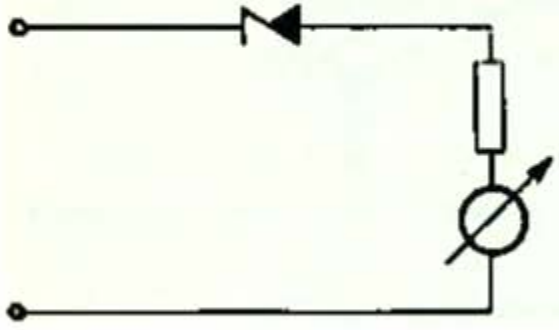
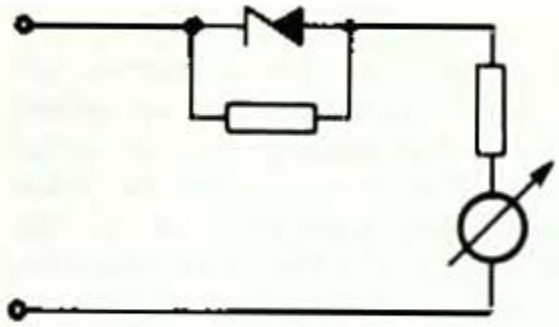
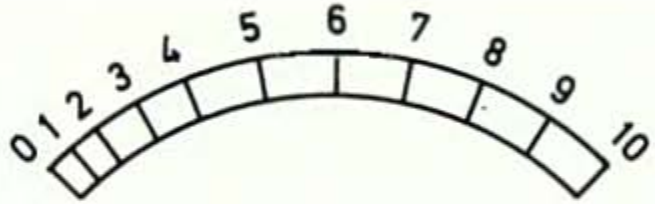


Bild 5 Zenerdioden in Verbindung mit Meßinstrumenten
a) Überlastungsschutz

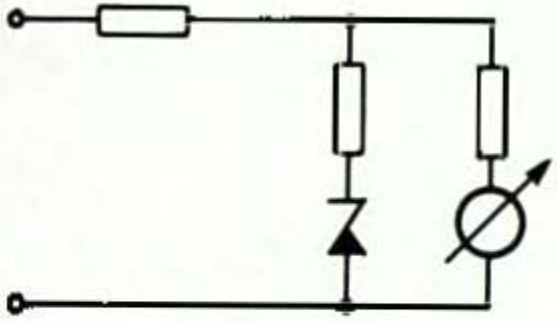


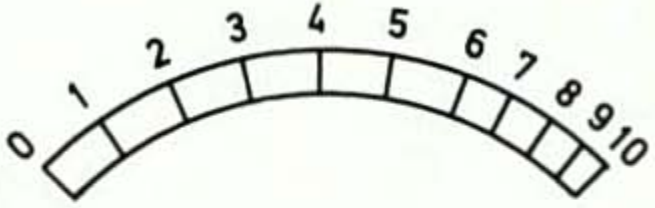
b) Unterdrückter Nullpunkt





c) Die Skala wird am Anfang gedrängt





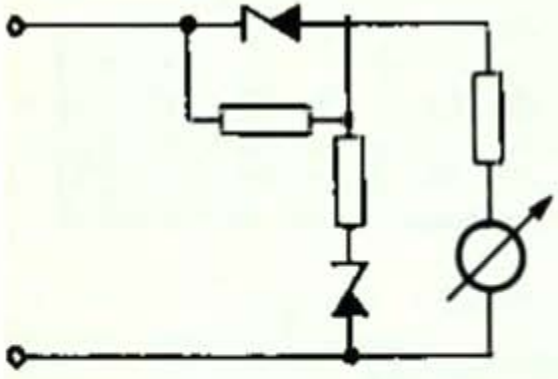
d) Die Skala wird am Ende gedrängt

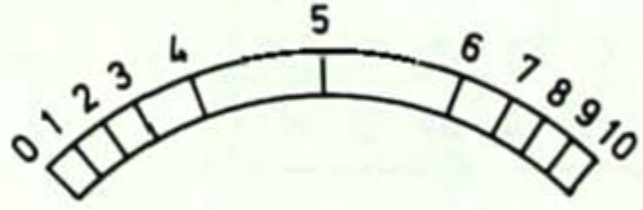
interessant: Gegen Ende der Leitung steigt ja die Batteriespannung nur noch geringfügig an. Diese Änderungen sind aber in einem größeren Meßbereich schwer zu erkennen. Schaltet man daher zum Ende der Ladung eine geeignete Zenerdiode (Z 6) in Reihe zum Meßwerk, dann können auf einem kleineren Meßbereich (3-Volt-Bereich) die kleinen Änderungen gut abgelesen werden.

Die Schaltung 5 c ist durch einen Widerstand parallel zur Diode erweitert. Hierdurch kann man den Anfangsbereich einer Skala in beliebigem Maße zusammendrängen. Auch einen gedrängten Bereich am Skalenende verwirklicht die Zenerdiode, wenn die Schaltung nach Bild 5 d zur Anwendung kommt.

Durch Kombinationen schließlich kann man die Skala eines Instrumentes in Bereiche mit verschiedenen Maßstäben unterteilen. Bild 5 e zeigt ein Beispiel für eine am Anfang und am Ende gedrängte Skala.

Wie bei der Stabilisierungsschaltung könnte man selbstverständlich auch hier geeignete Dimensionierungsvorschriften finden. Das würde aber bei der Vielzahl der Möglichkeiten zu weit führen. Im übrigen bringt bei diesen Schaltungen der praktische Versuch viel rascher das gewünschte Resultat.





e) Die Skala wird am Anfang und Ende gedrängt. In der Skalenmitte entsteht ein Bereich erhöhter Ablesegenauigkeit

Die Kapazitätsdiode der moderne Drehkondensator

Das Ausgangsmaterial für Kapazitätsdioden bildet ein n-leitender Silizium-Einkristall, in dem man durch Diffusion eine p-Zone erzeugte. Bild 6 a zeigt den inneren Aufbau einer Kapazitätsdiode. In der n-Zone befinden sich positive Ionen mit freibeweglichen Elektronen; in der p-Zone negative Ionen mit sogenannten Defektelektronen (Löchern). An der Grenzschicht diffundieren Elektronen in die p-Zone und Defektelektronen in die n-Zone, so daß sich für die Ladungsträgerverteilung sehr rasch ein Gleichgewicht einstellt.

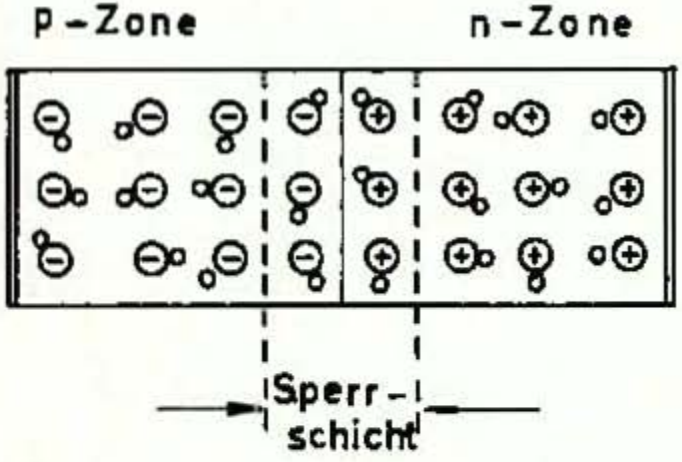


Bild 6a Der innere Aufbau einer Kapazitätsdiode

Wird nun an die Diode eine äußere Spannung mit der gezeigten Polarität angelegt (Bild 6 b), dann wandern die Elektronen zur Plus-Seite, die Defektelektronen zur Minus-Seite. Die Sperrschicht zwischen den beiden Zonen verarmt an Ladungsträgern und wird schlechtleitend. Je höher die angelegte Spannung ist, um so größer wird auch der schlechtleitende Raum zwischen der p- und der n-Zone. Eine solche Anordnung stellt aber nichts anderes als einen veränderlichen Kondensator dar: p- und n-Zone bilden die beiden Kondensatorplatten, die Sperrschicht wirkt als Dielektrikum. Die angelegte Spannung bestimmt den Abstand der Kondensatorplatten, also die Größe der Kapazität.

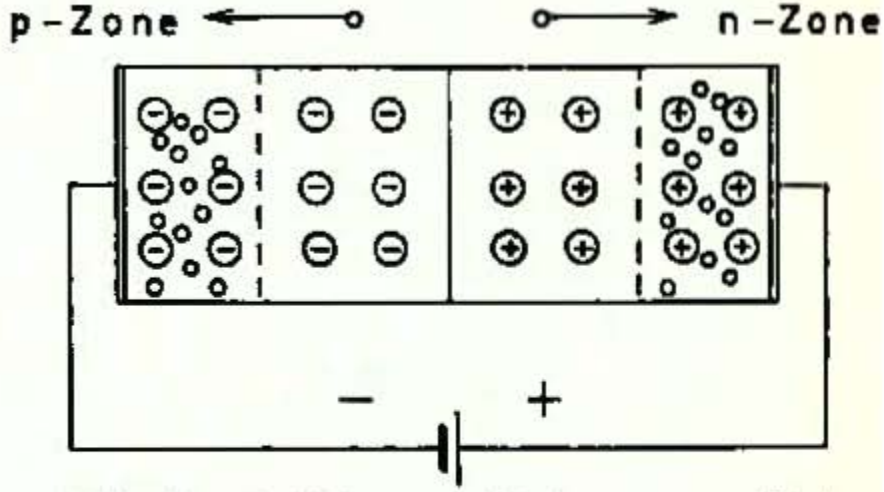


Bild 6b Unter der Wirkung einer Gleichspannung vergrößert sich der Bereich der schlecht leitenden Zone

Als Abstimmelement hat die Kapazitätsdiode heute bereits ihren festen Platz in der Hochfrequenztechnik eingenommen. Das ist leicht einzusehen, wenn man die großen Vorteile bedenkt: Kleine mechanische Abmessungen, geringes Gewicht, keine komplizierten Antriebe wie Seilzüge, Untersetzungen usw., sowie einfache Abstimmung durch Fernbedienung. Bei all diesen Vorteilen ist der zusätzliche elektrische Aufwand gering. In Bild 7 a und b sind die beiden Grundschaltungen dargestellt, die in den folgenden Schaltungen immer wieder auftauchen. In Bild 7 a wird ein Schwingkreis einer beliebigen Empfängerschaltung durch eine Kapazitätsdiode abgestimmt. Die Diode liegt parallel zur Spule, gleichspannungsmäßig durch den Kondensator C von der Schaltung getrennt. Über den Widerstand R führt man die Abstimmspannung zu. Bild 7 b zeigt eine Variante mit zwei Dioden. Diese Schaltung verwendet man gerne in Oszillatoren, um ein Durchsteuern der Diode durch die Oszillatorspannung zu verhindern. Allerdings liegen jetzt die Kapazitäten der Dioden in Reihe; das heißt dem Schwingkreis ist nur die halbe Kapazität parallel geschaltet.

Da Kapazitätsdioden stets in Sperrichtung betrieben werden, erfolgt ihre Steuerung „stromlos" (vom geringen Reststrom abgesehen). R kann daher hochohmig sein und die entstehende Schwingkreisbedämpfung bleibt klein.

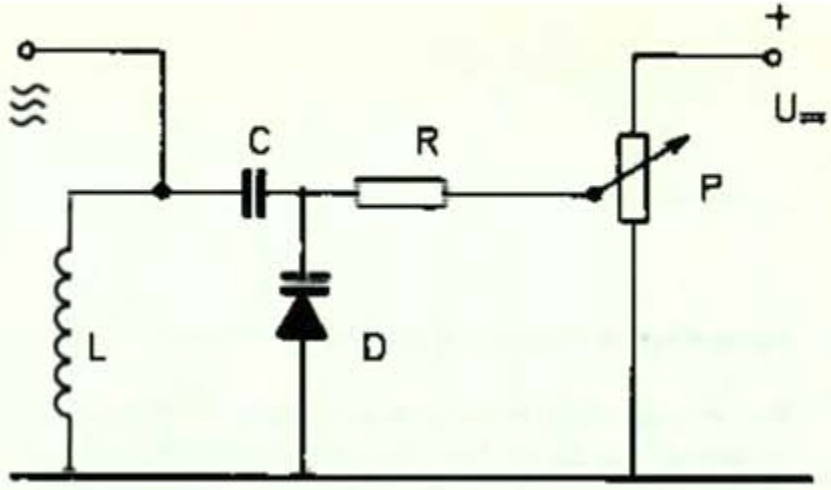


Bild 7a Grundschaltung der Kapazitätsdiode

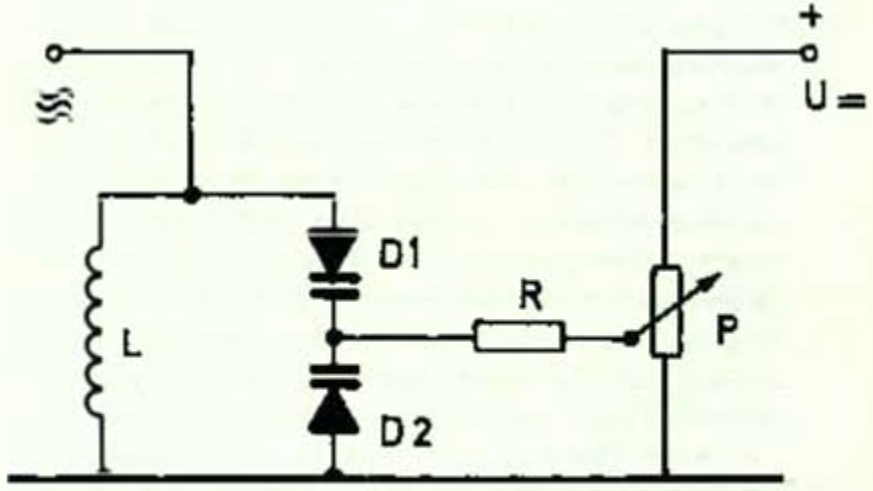


Bild 7b Zwei Kapazitätsdioden in Gegentaktschaltung

Kurzwellenempfänger mit Diodenabstimmung

Bild 8 zeigt einen Kurzwellenempfänger in Dreipunktschaltung, der durch eine Kapazitätsdiode abgestimmt wird. Die Kapazitätsdiode erhält ihre Abstimmspannung über zwei Festwiderstände R 1 und R 5. Zur Gleichspannungstrennung sind zwei Kondensatoren, C 1 und C 2, vorgesehen. Um Rückwirkungen auf die Sendereinstellung beim Verändern der Rückkopplung (P 1) zu unterbinden, wurde die Versorgungsspannung stabilisiert. Der Empfänger, der bei Verwendung kleiner Einstellregler und eines kleinen Übertragers sehr gedrängt aufgebaut werden kann, eignet sich gut als Kontrollempfänger für Fernsteueranlagen. Auf den Fotos 3 und 4 sind die wenigen Einzelteile des Empfängers zu erkennen. Beim Aufbau sollte man darauf achten, daß die Kapazitätsdiode, die Trennkondensatoren C 1/C 2 und die Widerstände R 1/R 5 unmittelbar an der Spule L 2 ihren Platz finden. Im übrigen ist die Schaltung jedoch unkritisch und dürfte auch dem wenig Geübten keine Schwierigkeiten bereiten.

Stückliste zu Bild 8

T 1 = Transistor AF 121
T 2 = Transistor AC 128
D 2 = Zenerdiode Z9
R 1 = 47 kOhm/1/8 Watt
R 2 = 1 MOhm/1/8 Watt
R 3 = 560 kOhm/1/8 Watt
R 5 = 47 kOhm/1/8 Watt
P 1 = Potentiometer oder Einstellregler 10 kOhm
P 2 = Potentiometer oder Einstellregler 50 kOhm
C 1 = keramischer Kondensator 1 nF
C 2 = keramischer Kondensator 1 nF
C 3 = keramischer Kondensator 56 pF
C 4 = keramischer Kondensator 4,7 nF
C 5 = Wickelkondensator 68 nF
Ü = Übertrager, Übersetzungsverhältnis etwa 5 : 1
L 3 = Drosselspule 70 Wdg/0,1 CuL-Draht/Körper 5 mm ϕ

2 Transistorfassungen
5 Stecklötösen
Grundplatte 40 x 100 mm
L 1/L 2/D 1 richten sich nach dem Frequenzbereich
R 4 richtet sich nach der gewählten Betriebsspannung
Spannung am Empfänger 9 Volt (nach R 4)

Zur Auswahl der Kapazitätsdiode D 1:

BA 110 (Intermetall ITT)	8 bis 12 pF	Nennkapazität
BA 111 (Intermetall ITT)	45 bis 65 pF	Nennkapazität
BA 102 (Valvo)	17 bis 37 pF	Nennkapazität
BB 105 A (TFK)	2,3 bis 11,5 pF	Nennkapazität

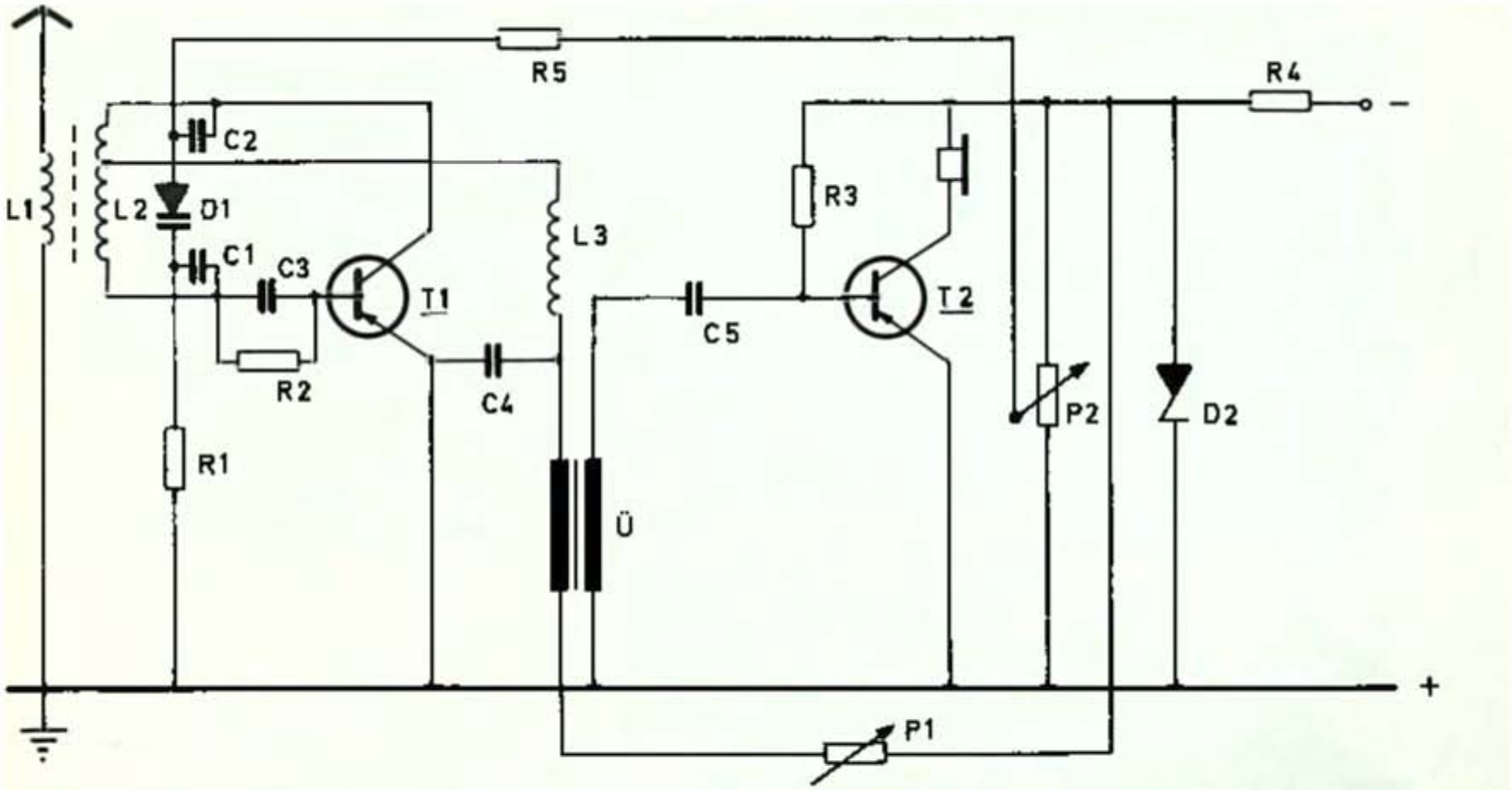


Bild 8 Schaltung eines Kurzwellenempfängers der mit einer Kapazitätsdiode durchgestimmt wird

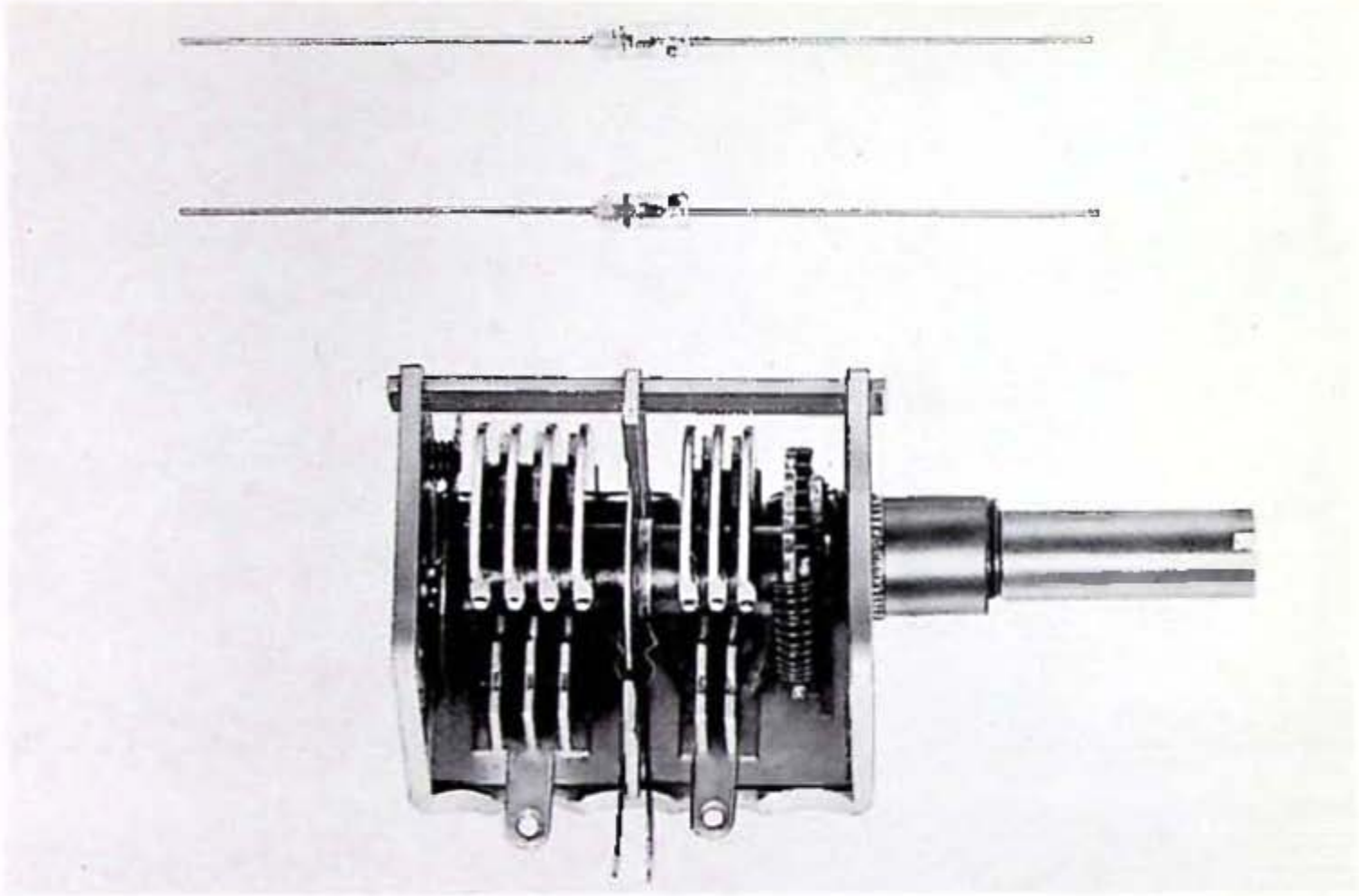


Foto 2 Zwei Kapazitätsdioden ersetzen einen Doppeldrehkondensator für den UKW-Bereich

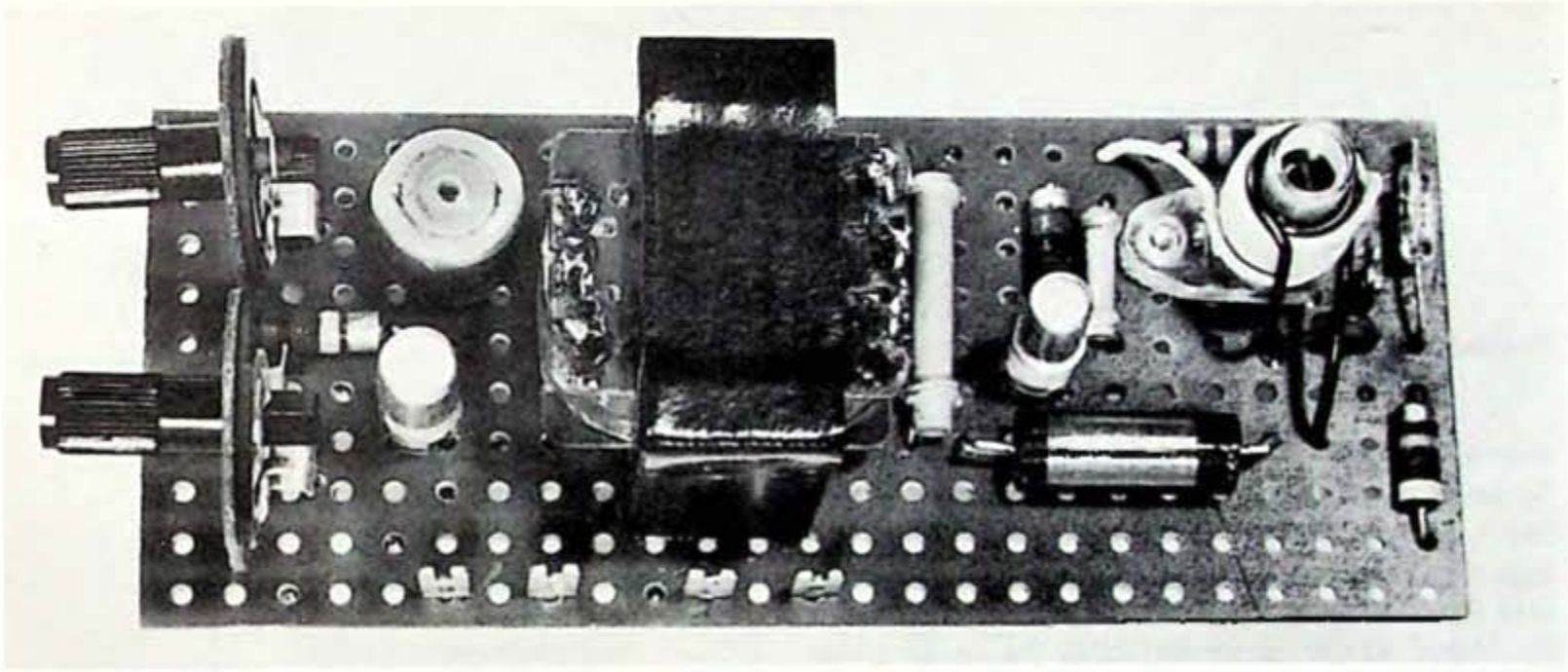


Foto 3 Der Kurzwellenempfänger mit Diodenabstimmung, aufgebaut auf einer kleinen Experimentierplatte

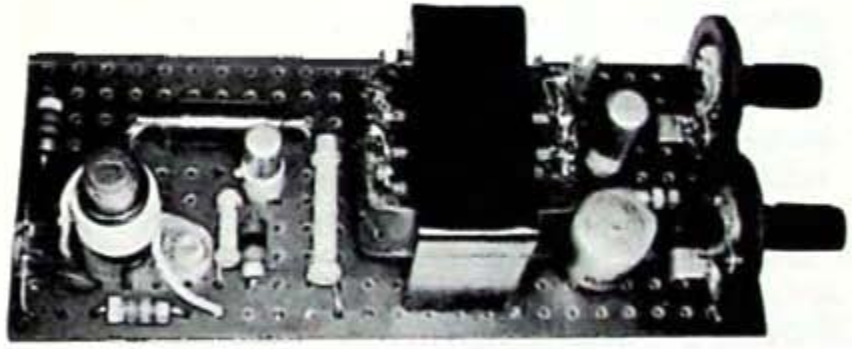


Foto 4 Eine andere Ansicht des Kurzwellenempfängers. Die zur HF-Stufe gehörenden Teile sind eng um den Spulenkörper gruppiert

Oszillator für 25 bis 30 MHz

Wertvolle Hilfe für den Fernsteueramateur leistet häufig ein kleiner Prüfoszillator nach Bild 9. Der Transistor T arbeitet in Basisschaltung. An seinem Kollektor liegt der frequenzbestimmende, mit Dioden abstimmbare Resonanzkreis. Um zu verhindern, daß die Dioden bei kleiner Abstimmspannung (tiefe Frequenzen) von der Oszillatorschaltung durchgesteuert werden, sind die Kapazitätsdioden gegeneinander geschaltet (s. auch Bild 7 b). Die Ausgangsspannung bleibt so auch bei kleiner Vorspannung sinusförmig. Bei nur einer Diode würde dagegen eine Sinushalbwelle mehr oder weniger kurzgeschlossen und die Ausgangsspannung verliefe, abhängig von der Frequenzeinstellung, impulsförmig. Rückgekoppelt wird der Oszillator mit der kleinen Kapazität C 3. Am aufgeteilten Emitterwiderstand R 1/R 2 steht die Ausgangsspannung zur Verfügung.

Stückliste zu Bild 9

T 1	=	Transistor AF 139
R 1	=	33 Ohm
R 2	=	470 Ohm
R 3	=	1,2 kOhm
R 4	=	8,2 kOhm
R 5	=	47 kOhm
P	=	Potentiometer 10 kOhm
C 1	=	50 pF
C 2	=	4,7 nF
C 3	=	15 pF
C 4	=	4,7 nF
D 1/D 2	=	Kapazitätsdioden BA 150
L 1	=	17 Wdg/0,4 CuL-Draht/7 mm Körper mit Abgleichkern, Anzapfung bei der 5. Windung vom kalten Ende
Dr	=	70 Wdg/0,1-CuL-Draht/5 mm Körper

Betriebsspannung 12 Volt

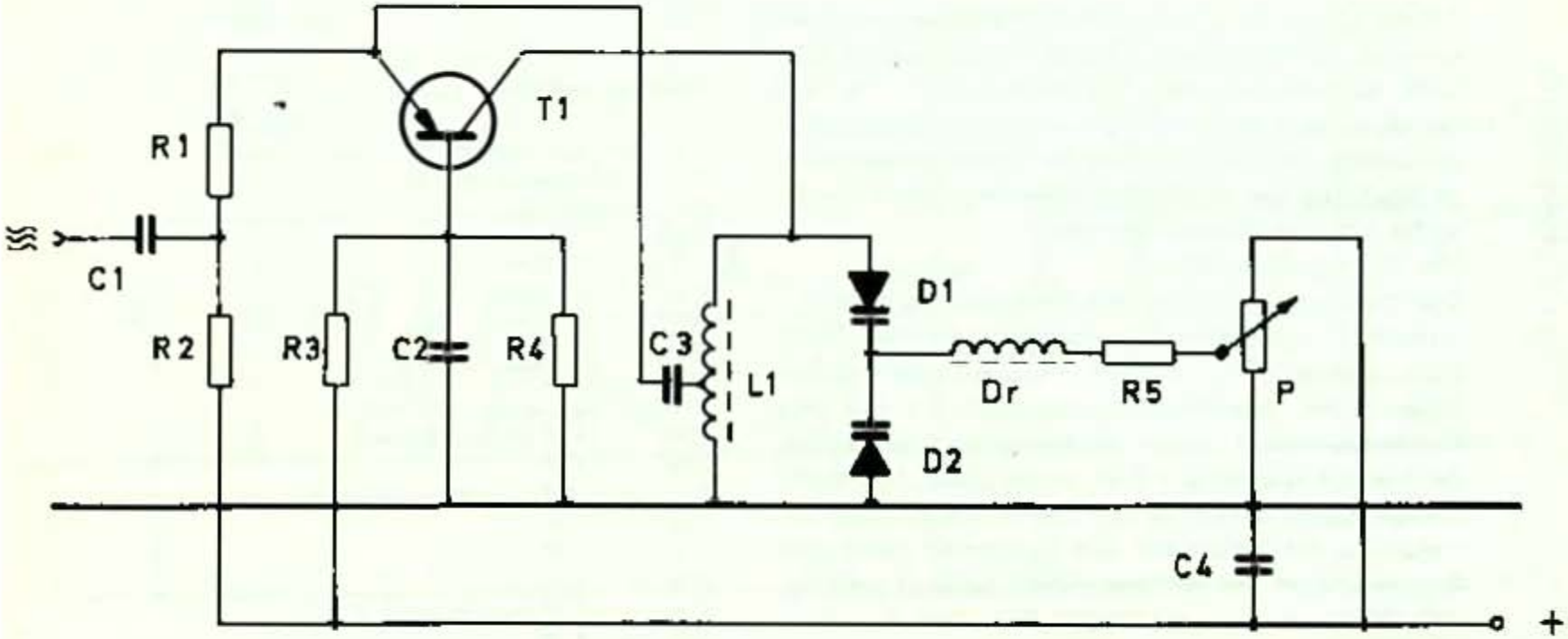


Bild 9 Ein Prüfoszillator für den Fernsteuerameteur

Ein Prüfoszillator für UKW

Für die Überprüfung eines UKW-Empfängers wird bekanntlich ein frequenzmoduliertes Signal benötigt. Das heißt, die Frequenz eines Oszillators muß sich im Takt der Modulation ändern (im Gegensatz zur Amplitudenmodulation, bei der die Höhe der Ausgangsspannung im Rhythmus der Modulation schwankt). Auch hierfür eignet sich eine Kapazitätsdiode.

Bild 10 zeigt die Schaltung.

Das hochfrequente Signal wird durch den Transistor T 1 erzeugt. T 1 arbeitet in Basisschaltung mit kapazitiver Rückkopplung (C 1). An den frequenzbestimmenden Schwingkreis, bestehend aus der Spule L 1 und dem Drehkondensator C 3, wird die Kapazitätsdiode D über die kleine Kapazität C 4 lose angekoppelt. Die hochohmigen Vorwiderstände R 4 und R 5 legen den Arbeitspunkt der Diode fest und bestimmen damit ihre Grundkapazität. Der Arbeitspunkt ist dabei so gewählt, daß die Diode im geradlinigen Teil ihrer Kennlinie arbeitet.

Über die Vorwiderstände gelangt auch die Modulationsspannung an die Diode. Die eingestellte Grundkapazität schwankt daher im Takt der Tonfrequenz. Da aber jede Kapazitätsänderung im Schwingkreis eine Frequenzänderung zur Folge hat, so ändert sich auch die Ausgangsfrequenz im Takt der Tonfrequenz: Das Ausgangssignal ist frequenzmoduliert! Die Größe der Frequenzänderung, der sogenannte Frequenzhub, kann mit dem Potentiometer P eingestellt werden.

Stückliste zu Bild 10

T 1	=	Transistor AF 139
T 2	=	Transistor AC 125
R 1	=	470 Ohm
R 2	=	1,2 kOhm
R 3	=	10 kOhm
R 4	=	150 kOhm
R 5	=	15 kOhm
R 6	=	33 kOhm
R 7	=	10 kOhm
P	=	Potentiometer 5 kOhm
C 1	=	2 pF Perlkondensator
C 2	=	4,7 nF
C 3	=	30 pF Luftdrehkondensator
C 4	=	10 pF
C 5	=	1 nF
C 6	=	1 µF
C 7	=	1 nF parallel zu 10 µF
C 8	=	5 µF
L 1	=	8 Wdg/0,6-CuL-Draht/7-mm-Körper mit Abgleichkern
	=	3 Wdg/0,6-CuL-Draht/auf das Ende von L 1
L 2		gewickelt
D	=	Kapazitätsdiode BA 150

Betriebsspannung 12 Volt

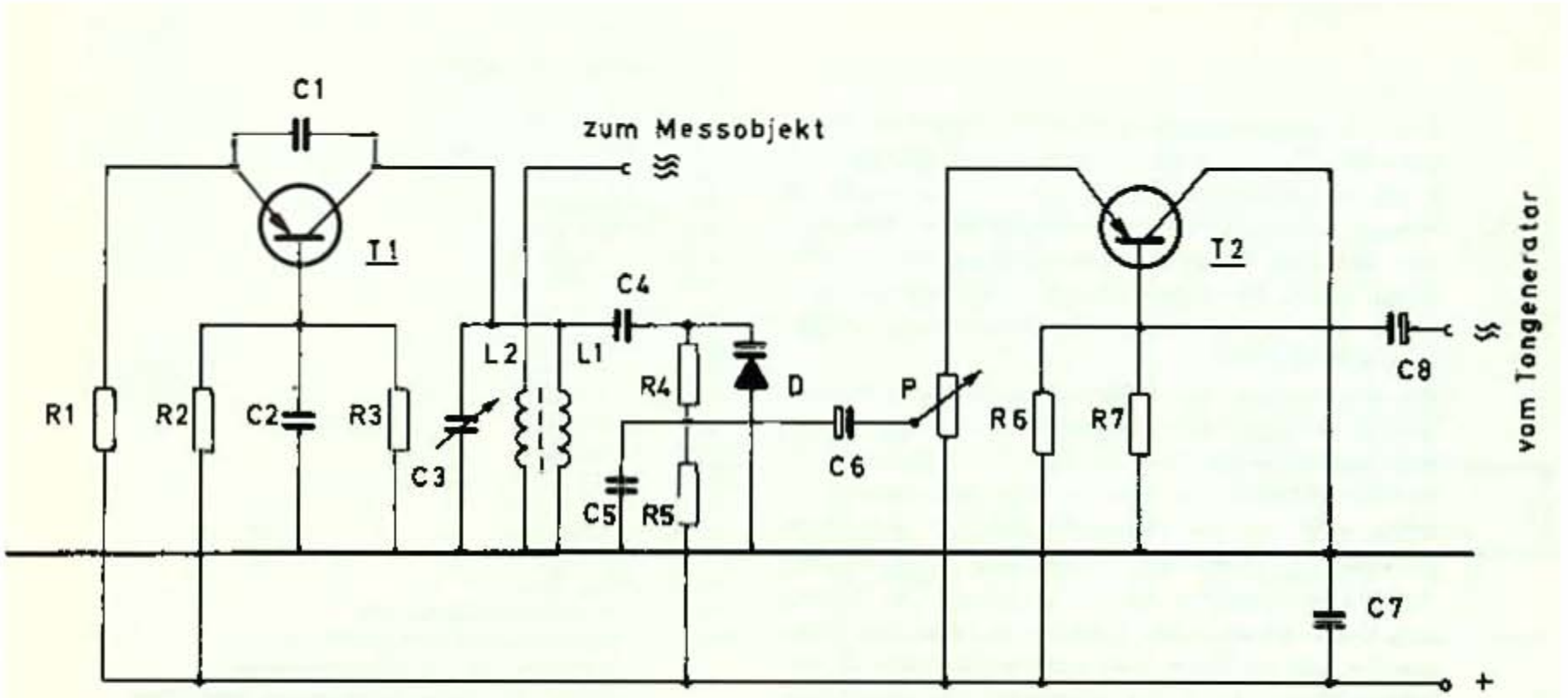


Bild 10 Dieser modulierbare Prüfsender für UKW kann bei Reparaturarbeiten wertvolle Hilfe leisten

Drahtloses Mikrofon

Eine interessante Schaltung (nach Unterlagen der Firma Siemens), bei der ebenfalls eine Kapazitätsdiode als Modulator verwendet wird, ist in Bild 11 dargestellt. Es handelt sich um einen frequenzmodulierten Kleinsender, der eine drahtlose Verbindung zwischen einem Sprecher und dem eigentlichen Sender herstellen soll. Daher auch die oft gebrauchte Bezeichnung „drahtloses Mikrofon".

Das Hochfrequenzteil der Schaltung ist zweistufig ausgeführt. Auf den allseitig abgeschirmten Oszillator folgt eine lose angekoppelte Trennstufe (T 5) mit einer kleinen Rahmenspule als Antenne. Wie in Schaltung 10 erhält auch hier die Kapazitätsdiode D 1 eine feste Vorspannung durch R 11. Gleichzeitig wird ihr über R 10 die Modulationsspannung zugeführt. Die Einstellung des Frequenzhubes erfolgt hier durch den Trimmer C 6, der die Diode mehr oder weniger fest an den Schwingkreis L 1/C 7, C 8 ankoppelt. Der dreistufige NF-Verstärker hat einen hohen Eingangswiderstand um den Anschluß einer Kristallmikrofonkapsel zu ermöglichen.

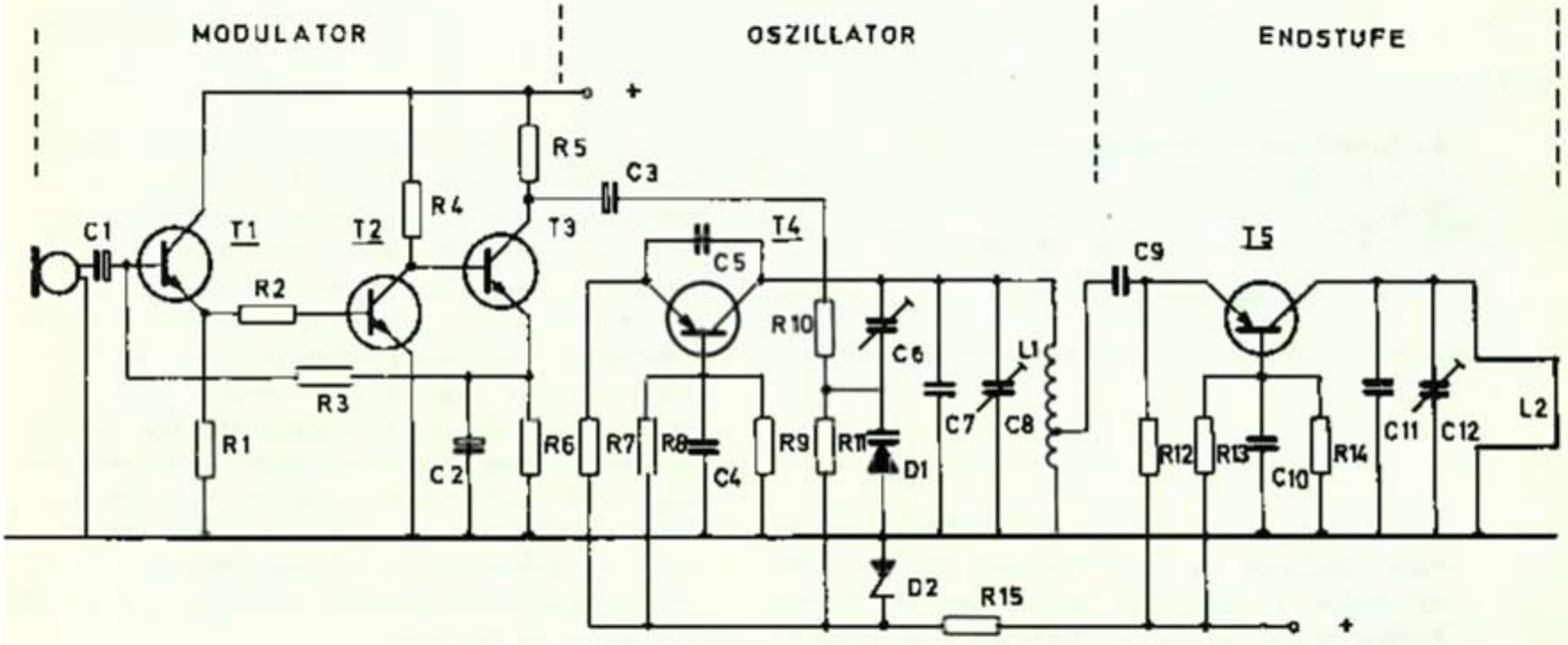
Zum Schluß noch etwas Wichtiges: Beim Betrieb von Sendeanlagen, auch kleinster Leistung, sind die einschlägigen Bestimmungen der Post zu beachten!

Stückliste zu Bild 11

T 1	=	Transistor BCY 58
T 2	=	Transistor BCY 58
T 3	=	Transistor BCY 58
T 4	=	Transistor AFY 12
T 5	=	Transistor AFY 16
R 1	=	5,6 kOhm
R 2	=	470 Ohm
R 3	=	1 MOhm
R 4	=	18 kOhm
R 5	=	2,2 kOhm
R 6	=	1,5 kOhm
R 7	=	1 kOhm
R 8	=	2,2 kOhm
R 9	=	3,9 kOhm
R 10	=	56 kOhm
R 11	=	56 kOhm
R 12	=	1 kOhm
R 13	=	1,2 kOhm
R 14	=	7,5 kOhm
R 15	=	560 Ohm
D 1	=	Kapazitätsdiode BA 138
D 2	=	Zenerdiode BZY 85 (C6V2)
L 1	=	2,5 Wdg., 5 mm Spulendurchmesser, Draht 1 mm CuAg, Anzapfung bei einer Drahtlänge von 12 mm vom kalten Ende
L 2	=	Drahtbügel 18 x 15 mm, Draht 1,5 mm CuAg

Betriebsspannung	9 Volt
Betriebsstrom	8 mA
Frequenz	150 MHz (abgleichbar)

Bild 11 Als Anwendungsbeispiel für Kapazitätsdioden zeigt diese Schaltung die Diode in der Funktion eines Frequenzmodulators



C 1 = Elektrolytkondensator 1 µF
C 2 = Elektrolytkondensator 10 µF
C 3 = Elektrolytkondensator 1 µF
C 4 = keramischer Kondensator 1 nF

C 5 = keramischer Kondensator 2,2 pF
C 6 = Trimmer 10 pF
C 7 = keramischer Kondensator 15 pF
C 8 = Trimmer 30 pF

C 9 = keramischer Kondensator 1 nF
C 10 = keramischer Kondensator 1 nF
C 11 = keramischer Kondensator 22 pF
C 12 = Trimmer 30 pF

Ein UKW-Tuner mit Diodenabstimmung

Bild 12 zeigt einen UKW-Tuner mit Diodenabstimmung (nach Unterlagen der Firma Siemens), der sich durch den Aufbau in gedruckter Technik sehr gut für den Nachbau eignet. Der Tuner besteht aus einer Vorstufe, einer Mischstufe und einem getrennten Oszillator. Gegenüber Schaltungen mit selbstschwingender Mischstufe bedeutet dies zwar einen Mehraufwand, für den Selbstbau aber bringt der getrennte Oszillator den Vorteil eines einfacheren Abgleiches.

An die in Basisschaltung arbeitende Vorstufe mit dem rauscharmen Transistor AF 109 R schließt sich ein induktiv gekoppeltes Bandfilter an. Mit der Spule L 4 wird die HF-Spannung dem in Emitterschaltung betriebenen Transistor T 2 zugeführt. Gleichzeitig gelangt die Oszillatorspannung über C 8 an den Emitter dieses Transistors. Die Oszillatorspannung, die der Transistor T 3 erzeugt, steht an einer Anzapfung der Oszillatorspule (L 5, L 8) zur Verfügung. Um den Nachbau zu erleichtern, wurde die Induktivität L 8 als Leiterbahn ausgeführt. Das mühsame Herstellen einer Spulenanzapfung entfällt dadurch. Im Kollektorkreis von T 2 befindet sich schließlich das auf eine Frequenz von 10,7 MHz abzugleichende Bandfilter, dem über C 11 die ZF entnommen werden kann.

Die drei Kapazitätsdioden zur Abstimmung von Bandfilter und Oszillator sind fest durch 1-nF-Kondensatoren an die Schwingkreise angekoppelt. Ihre Abstimmspannung erhalten sie über die Widerstände R 10, R 11 und R 12.

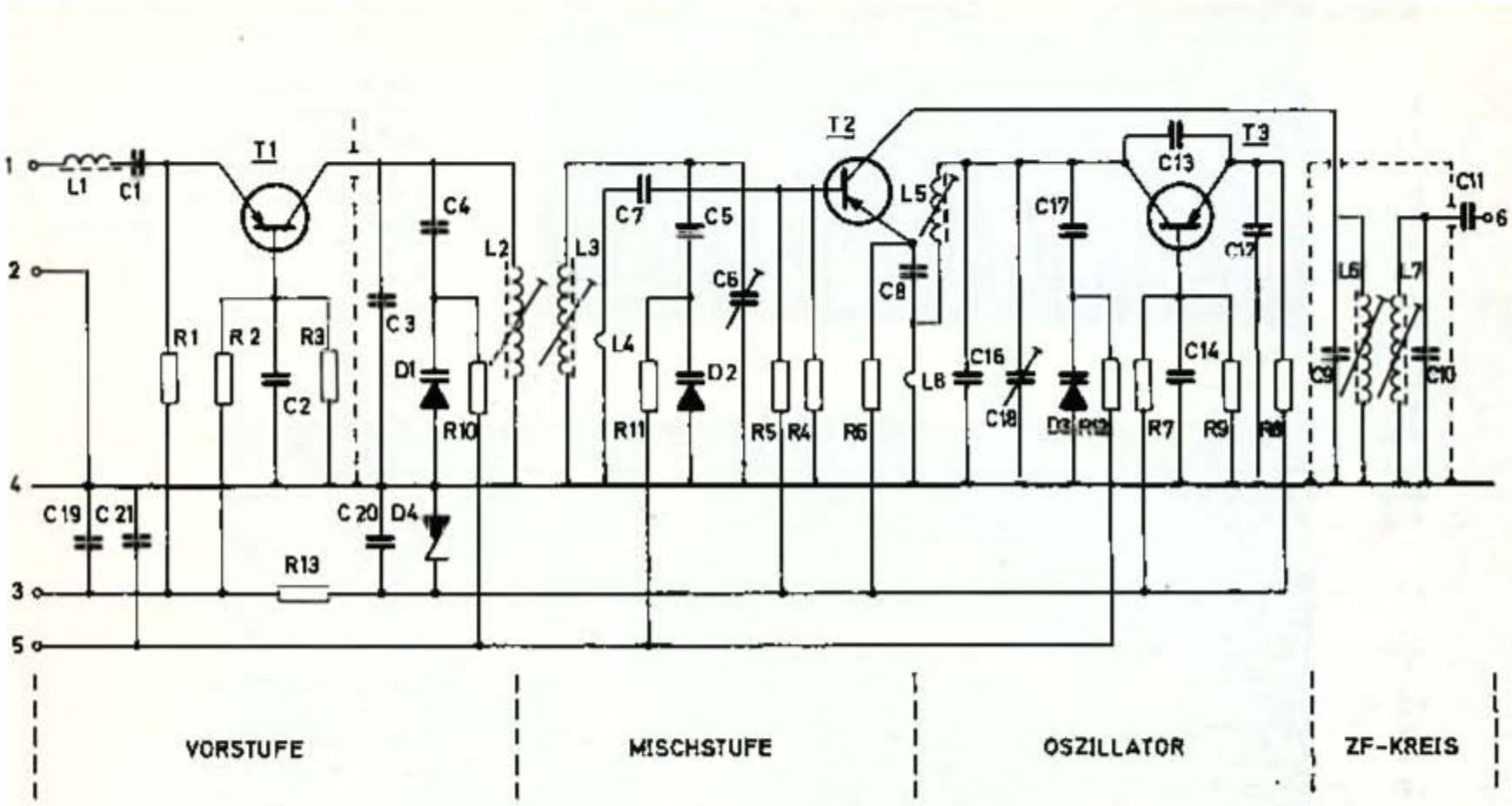


Bild 12 Ein kompletter UKW-Tuner ohne Drehkondensator

Stückliste zu Bild 12

T 1	=	Transistor AF 109 R
T 2	=	Transistor AF 106
T 3	=	Transistor AF 106
R 1	=	4,7 kOhm
R 2	=	7,5 kOhm
R 3	=	2,2 kOhm
R 4	=	3,9 kOhm
R 5	=	2,7 kOhm
R 6	=	680 Ohm
R 7	=	5,6 kOhm
R 8	=	2,2 kOhm
R 9	=	3,3 kOhm
R 10	=	68 kOhm
R 11	=	68 kOhm
R 12	=	68 kOhm
R 13	=	330 Ohm
L 1	=	Sifferit-Gewindekern B63310-U17-A12,3 / 4 Wdg / 0,5 CuL
L 2	=	Sifferit-Gewindekern B63310-U17-A12,3 / 4 Wdg / 0,65 CuL
L 3	=	wie L 2
L 4	=	1 Wdg / 0,65 CuL / auf gleichen Kern wie L 3 gewickelt
L 5	=	Sifferit-Gewindekern B63310-U17-A12,3 / 3 Wdg / 0,65 CuL
L 6	=	Sifferit-Gewindekern B63310-U-17-A12,3 / 15 Wdg / 0,12 CuL
L 7	=	L6

C 1	=	18 pF
C 2	=	1 nF
C 3	=	3 pF
C 4	=	1 nF
C 5	=	1 nF
C 6	=	1—6 pF
C 7	=	1 nF
C 8	=	1 nF
C 9	=	150 pF
C 10	=	150 pF
C 11	=	47 pF
C 12	=	27 pF
C 13	=	3 pF
C 14	=	1 nF
C 16	=	2 pF
C 17	=	1 nF
C 18	=	0,5—3 pF
C 19	=	22 nF
C 20	=	22 nF
C 21	=	22 nF
D 1	=	Kapazitätsdiode BB 103
D 2	=	Kapazitätsdiode BB 103
D 3	=	Kapazitätsdiode BB 103
D 4	=	Zenerdiode BZY 83 (D6V8)

Betriebsspannung	12 Volt
Abstimmspannung	6 Volt bis 28 Volt
Frequenzbereich	87 MHz bis 108 MHz

Bild 13 Die gedruckte Platte für den UKW-Tuner in Originalgröße

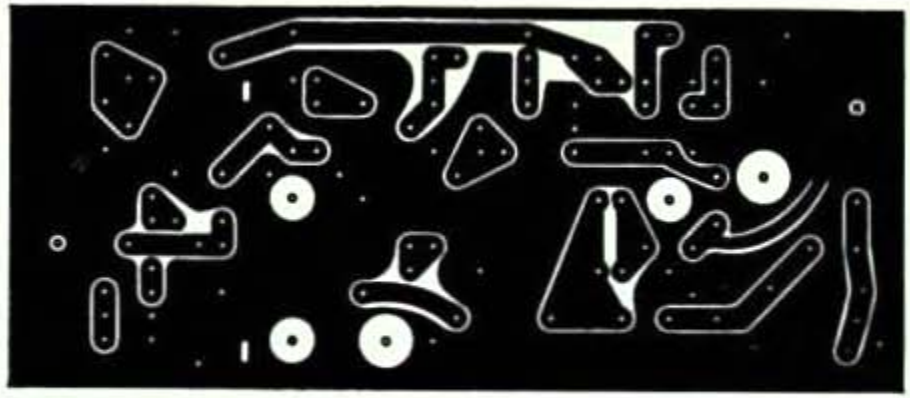
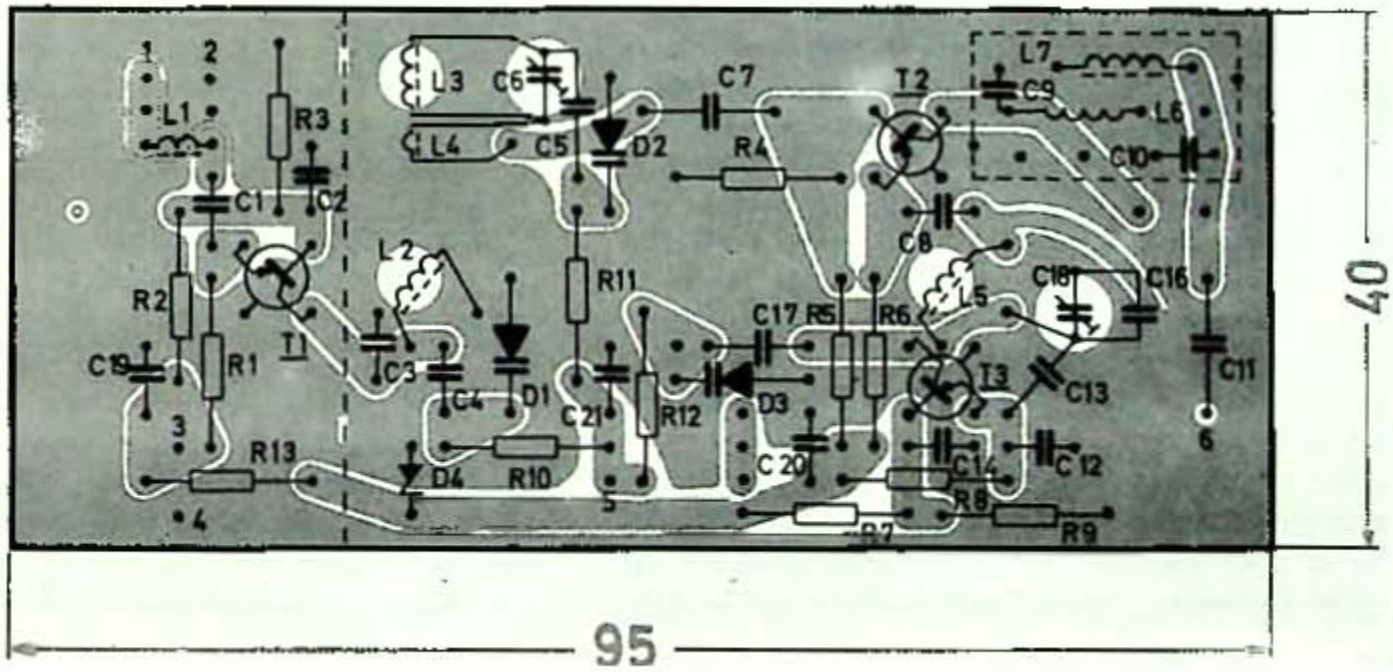
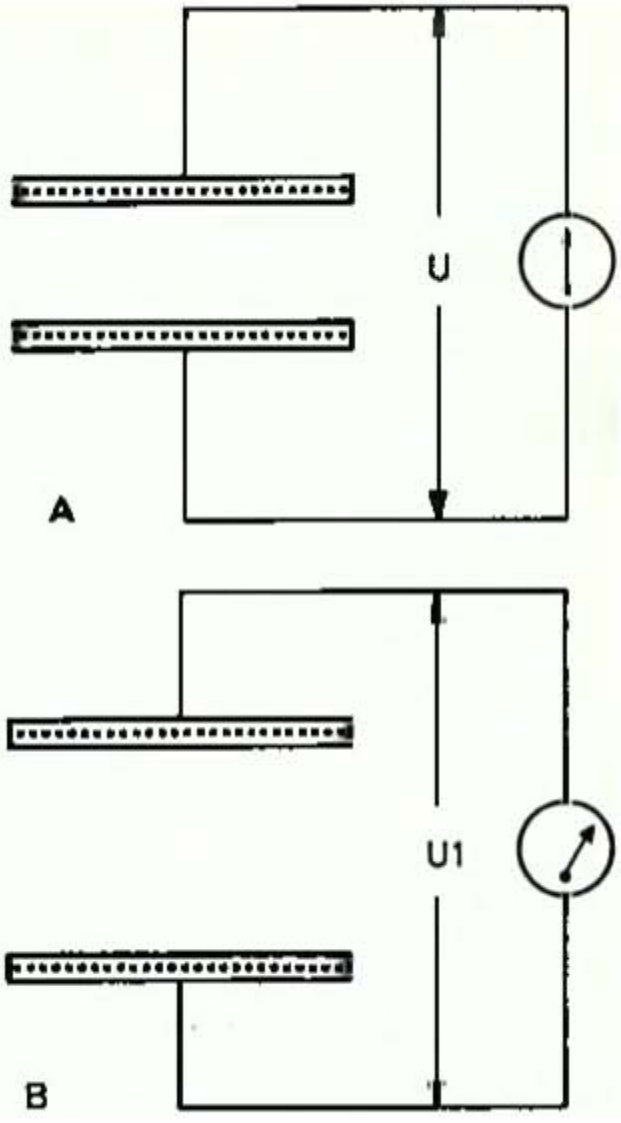


Bild 14 Lageplan der Bauteile auf der Printplatte. Die gestrichelte Linie deutet ein über die Platte gehendes Abschirmblech an. Es trennt die Vorstufe von der übrigen Schaltung



Die Kapazitätsdiode, Kernstück neuartiger Hochfrequenz-Verstärker

Mehr und mehr taucht in der Fachliteratur das noch etwas geheimnisvoll klingende Wort „Reaktanzverstärker" auf. Meist sind es Berichte der kommerziellen Empfangstechnik, die von der extrem hohen Empfindlichkeit dieses neuen Verstärkertyps berichten. Die Funktion und der Grund der hohen Empfindlichkeit bleiben jedoch unter einer Fülle mathematischer Erklärungen verborgen. Der Praktiker, der sich in die neue Technik einarbeiten möchte, liest zwar viel über Varaktordioden, Pumposzillatoren usw., letztlich bleibt ihm aber doch nur die Überzeugung, daß es sich hier um ein Gebiet handelt, dem nur wenige Spezialisten gewachsen sind. Ganz so ist es jedoch nicht! Wirft man allen Ballast über Bord, dann zeigt sich das Kernstück des neuartigen Verstärkers: eine gewöhnliche Kapazitätsdiode. Es mag zunächst nicht ganz einleuchtend sein, wie man mit dem Kondensator — die Kapazitätsdiode ist ja nichts anderes — eine Verstärkung erzielen will. Aber die Erklärung ist einfach. Im Bild 15 sind die Platten eines Kondensators dargestellt, der auf eine beliebige Spannung U aufgeladen sei (A). Ein angeschlossenes Meßinstrument zeige einen Aus-



schlag, der in der Mitte des Bereiches liege. Wird nun der Plattenabstand des Kondensators vergrößert, die Kapazität somit verkleinert, dann steigt die Spannung U im gleichen Maße an (B). Ein Verringern des Plattenabstandes bewirkt ein Absinken der Spannung (C). Diese bekannte Tatsache läßt sich übrigens leicht nachprüfen. Man benötigt dazu nur einen Luftdrehkondensator mit ca. 2 x 500 pF (parallel geschaltet) und einen hochohmigen Spannungsmesser (Röhrenvoltmeter oder ein elektrostatisches Voltmeter). Im eingedrehten Zustand wird der Drehkondensator mit 220 Volt Gleichspannung aufgeladen. Schließt man jetzt das Meßinstrument an, dann geht der anfänglich kräftige Zeigerausschlag allmählich nach Null zurück; der Kondensator entlädt sich über den Innenwiderstand des Instrumentes. Dreht man nun aber den Kondensator langsam heraus, dann kann man beobachten wie der Zeiger am Instrument in seiner Stellung verharrt oder wieder ansteigt. Im ersten Fall halten sich Spannungsanstieg und Entladung die Waage, im zweiten Falle ist der Spannungsanstieg am Kondensator größer als die Entladung über das Voltmeter.

Diese Möglichkeit der Spannungserhöhung durch das Ändern einer Kapazität nutzt der Reaktanzverstärker praktisch aus. Man denke sich dazu den variablen Kondensator von Bild 15 zu einem Schwingkreis ergänzt, der an einer sinusförmigen Signalspannung liegt (Bild 16). Im Punkt A, wenn die Schwingkreisspannung

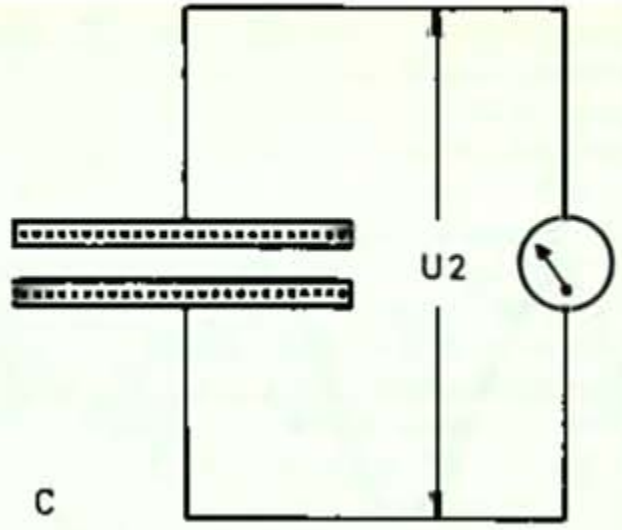


Bild 15 Der vergrößerte oder verkleinerte Plattenabstand eines geladenen Kondensators bewirkt unterschiedliche Zeigerausschläge am Meßinstrument

ihr Maximum erreicht hat, werden die Kondensatorplatten plötzlich auseinandergezogen. Die Folge dieser Kapazitätsverkleinerung ist ein kleiner Spannungsanstieg am Schwingkreis. Der neue Kapazitätswert bleibt dann solange erhalten, bis die Signalspannung durch den Punkt B geht. Da der Kondensator jetzt spannungslos ist, kann er ohne Energieaufwand und ohne

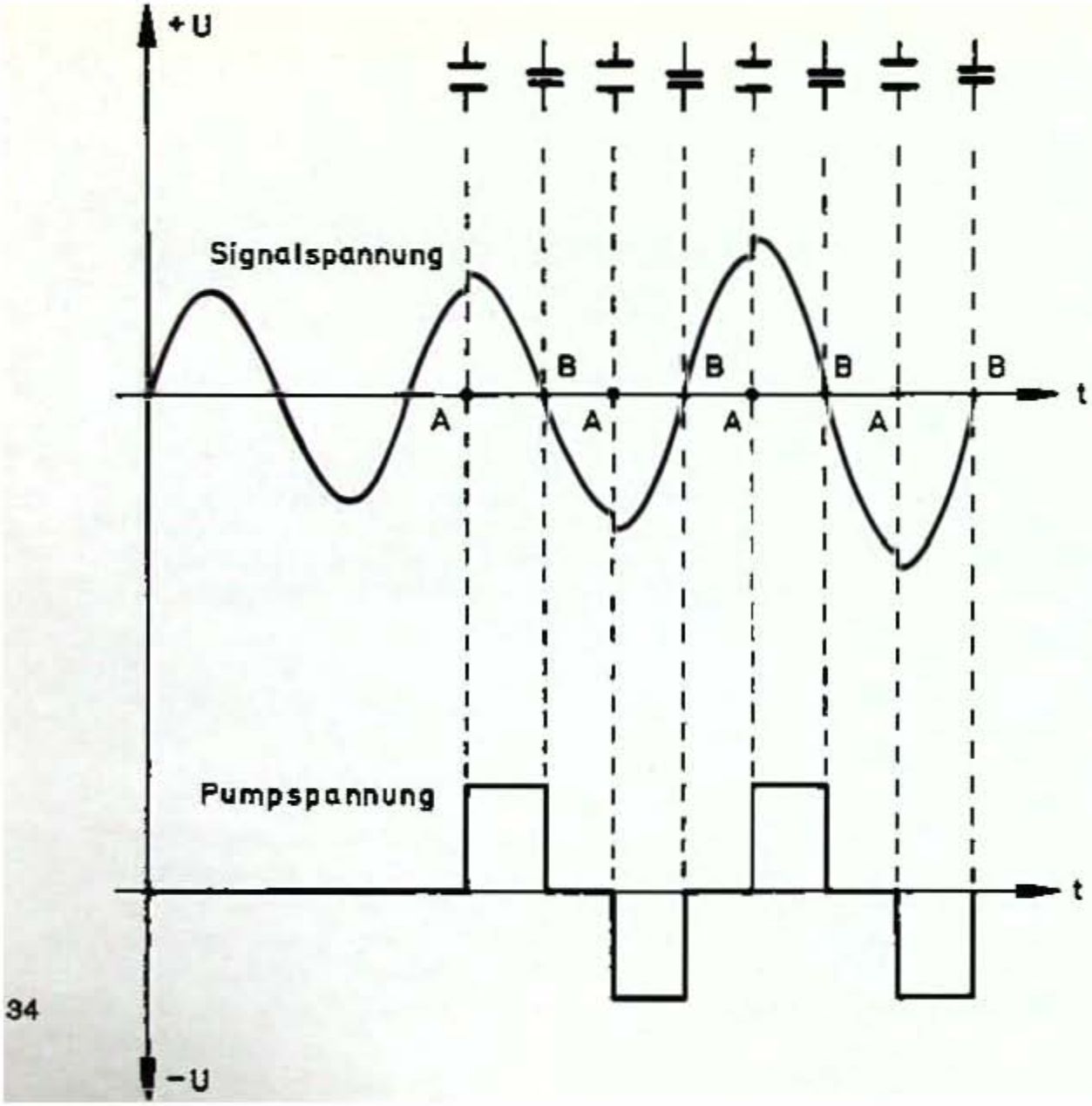


Bild 16 Die Pumpspannung ändert eine Kapazität im richtigen Augenblick. Dieser Vorgang erhöht die Spannung eines Nutzsignals

Einfluß auf das Signal wieder auf seinen ursprünglichen Wert gebracht werden. In der folgenden negativen Halbwelle wiederholt sich der Vorgang, allerdings mit der schon etwas größer gewordenen Signalspannung. Dieses Spiel geht weiter, bis schließlich die Verluste im Schwingkreis einem weiteren Spannungsanstieg eine Grenze setzen.

Um die Kapazitätsänderung auszulösen, wurde im Bild 16 eine rechteckförmige Spannung verwendet. Im Reaktanzverstärker wird diese Aufgabe von einer Sinusspannung ausgeführt. Die Änderung der Kapazität erfolgt dann nicht ruckweise wie angegeben, sondern stetig. Das Prinzip bleibt jedoch vollkommen gleich. Auch der Name dieser Sinusspannung, sie wird Pumpspannung genannt, weist auf den Vorgang des Aufschaukelns hin. Nun versteht es sich auch von selbst, welche Funktion die Kapazitätsdiode im Reaktanzverstärker hat: sie bildet die variable Kapazität, den sogenannten Varaktor.

Soweit dürften die Vorgänge im Reaktanzverstärker verständlich gewesen sein. Jetzt wird es etwas schwieriger. Außer der Signal- und der Pumpschwingung existiert nämlich noch eine dritte Schwingung mit dem eigentümlichen Namen Idlingschwingung (engl. idler = Müßiggänger). Ihre Funktion kann jedoch anschaulich nur schwer erklärt werden. Um genau zu sein, ohne Mathematik eigentlich überhaupt nicht! Aber gerade diese Schwingung ermöglicht erst die praktische Verwirklichung eines Reaktanzverstärkers. Wie schon aus Bild 16 zu entnehmen ist, muß die Kapazitätsänderung im richtigen Augenblick erfolgen, wenn eine Verstärkung zustande kommen soll. Ändert die Kapazität ihren Wert im falschen Moment, wird aus der erhofften Verstärkung eine Dämpfung. In der Praxis ist es aber völlig unmöglich, die Pumpschwingung so anzupassen, daß sie immer im richtigen Zeitverhältnis zur Signalschwingung steht. Der Reaktanzverstärker wäre daher nur Theorie, wenn sich die Kapazitätsdiode wirklich nur wie ein reiner Kondensator verhalten würde. Die Kapazitätsdiode ist aber auch — wie schon der Name sagt — eine Diode. Sie besitzt daher eine gekrümmte Kennlinie, an der Mischschwingungen, wie an jeder beliebigen Mischdiode, entstehen können. Das bedeutet, daß sich zwischen Signal- und Pumpschwingung Mischschwingungen bilden. Einer dieser Schwingungen, die man durch einen Schwingkreis herausfiltern kann, kommt die wichtige Aufgabe zu, die erwähnte Dämpfung zu verhindern. Die Mischschwingung kompensiert dann in dem Augenblick die Signalschwingung, wenn die Pumpschwingung dämpfend wirken würde.

Bis jetzt wurde nur über den Verstärkungsvorgang gesprochen. Was macht aber den neuen Verstärkertyp so empfindlich? Der Grund liegt in der Art der Speisung. Konventionelle Verstärker beziehen ihre Energie aus Gleichspannungsquellen. Dabei werden Ladungsträger transportiert, die ein Grundrauschen verursachen.

(Dieser Vorgang könnte mit einer Wasserleitung verglichen werden: das fließende Wasser verursacht ein nicht zu vermeidendes Rauschen.) Ein sehr schwaches Empfangssignal geht deshalb in einem normalen Verstärker „im Rauschen unter". Auch wenn man die Verstärkung groß machen würde, das Grundrauschen wäre immer größer als das schwache Empfangssignal. Anders beim Reaktanzverstärker. Hier werden keine Ladungsträger transportiert, es entsteht deshalb auch kein Grundrauschen. Die Empfindlichkeit könnte beliebig gesteigert werden, wenn nicht die schon erwähnten Dioden- und Kreisverluste eine Grenze setzen würden.

Die Schaltungstechnik und weitere Einzelheiten der Reaktanzverstärker erläutert die folgende Beschreibung über einen

Vorverstärker für das 2-m-Amateurband

Das Schaltbild (Bild 17) zeigt den grundsätzlichen Aufbau einer Reaktanzstufe. Zwei Schwingkreise S 1 und S 2 bilden ein auf die Empfangsfrequenz abgestimmtes Bandfilter. Eingang und Ausgang sind induktiv an Primär- und Sekundärkreis angekoppelt. In Reihe mit der Kapazitätsdiode liegt der Hilfskreis S 3, an dem sich die Mischschwingung zwischen Empfangs- und Pumpfrequenz bildet. Über eine kleine Kapazität C 1 wird die Pumpfrequenz, die eigentliche Betriebsenergie, zugeführt. Der Widerstand R dient nur der Anpassung.

Die Pumpfrequenz fp liegt relativ hoch, sie beträgt 550 MHz und die Hilfsschwingung 405 MHz. Der Grund weshalb fp so hoch gewählt wurde, liegt in der Eigenschaft der Reaktanzverstärker begründet, daß ihre Empfindlichkeit mit der Höhe von fp zunimmt. Im Gegensatz zur Höhe der Pumpfrequenz bleibt die Art ihrer Erzeugung ohne jeglichen Einfluß auf die Funktion des Verstärkers. Der Pumposzillator muß lediglich die einmal gewählte Frequenz konstant beibehalten und die nötige Leistung aufbringen, die zum Durchsteuern der Diode gebraucht wird. Man kann die Pumpfrequenz einem kleinen Meß- oder Prüfsender entnehmen oder auch einen eigenen Oszillator erstellen. Die benötigte Leistung ist minimal. Für die vorliegende Schaltung beträgt sie etwa 10 bis 15 mW.

Aufbau der Verstärkerstufe

Der mechanische Aufbau wird durch die Ausführung des Hilfskreises S 3 in weiten Grenzen festgelegt. Da S 3 für die hohe Mischschwingung (405 MHz) ausgelegt sein muß, kann man hier nicht mehr mit einem normalen Schwingkreis arbeiten, der aus Spule und Kondensator besteht. L und C würden so klein, daß sie technisch kaum herstellbar wären. Auch von einer Kreis-

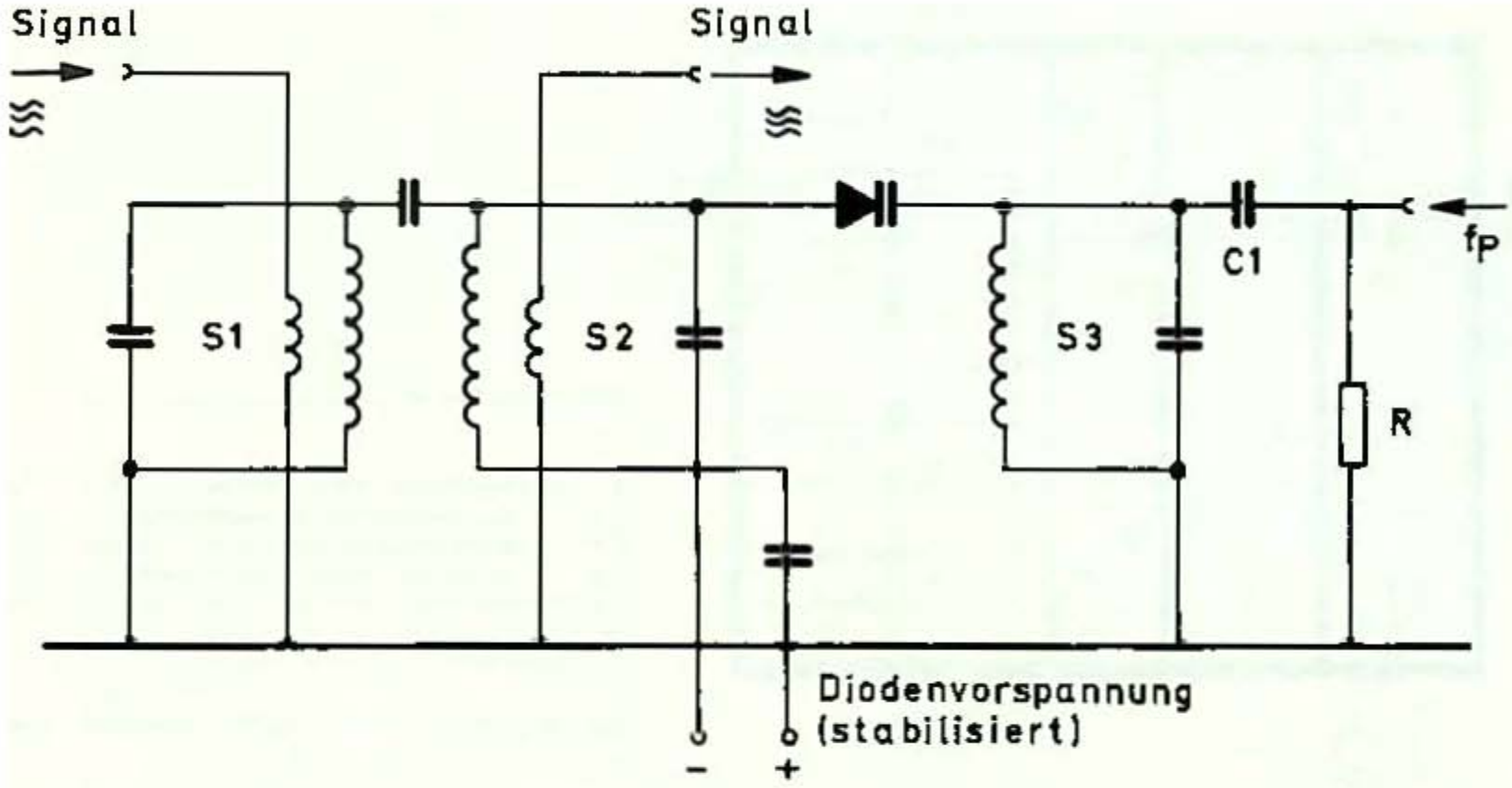


Bild 17 Schaltung einer Reaktanzstufe in der üblichen Darstellung

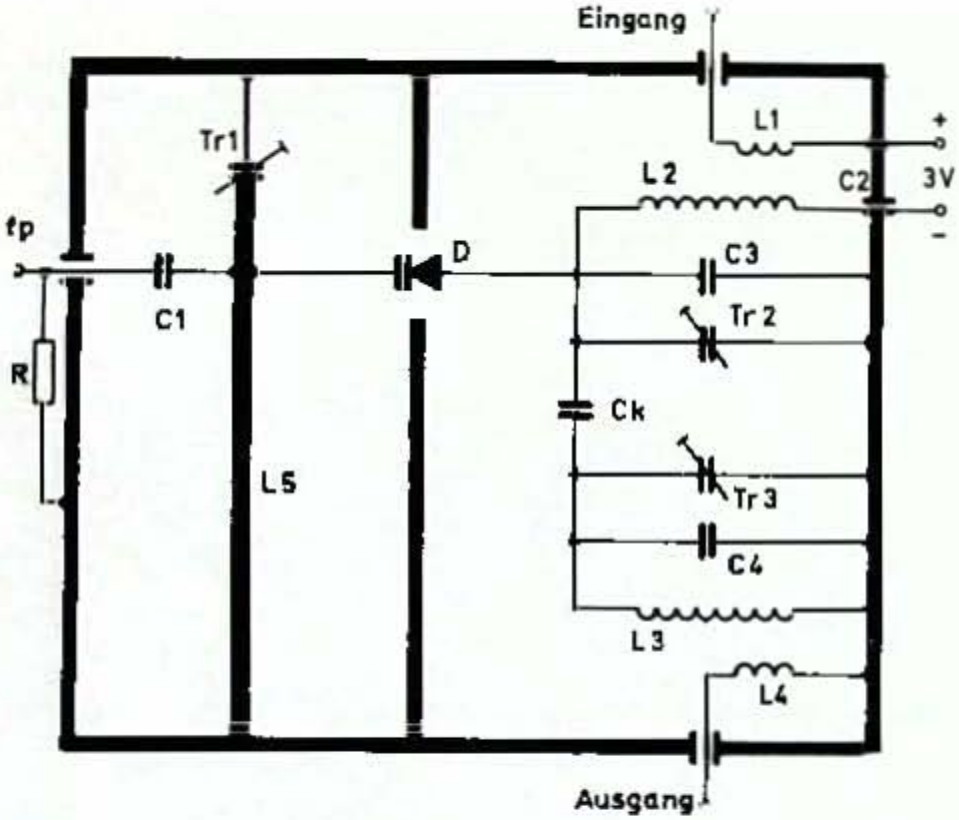


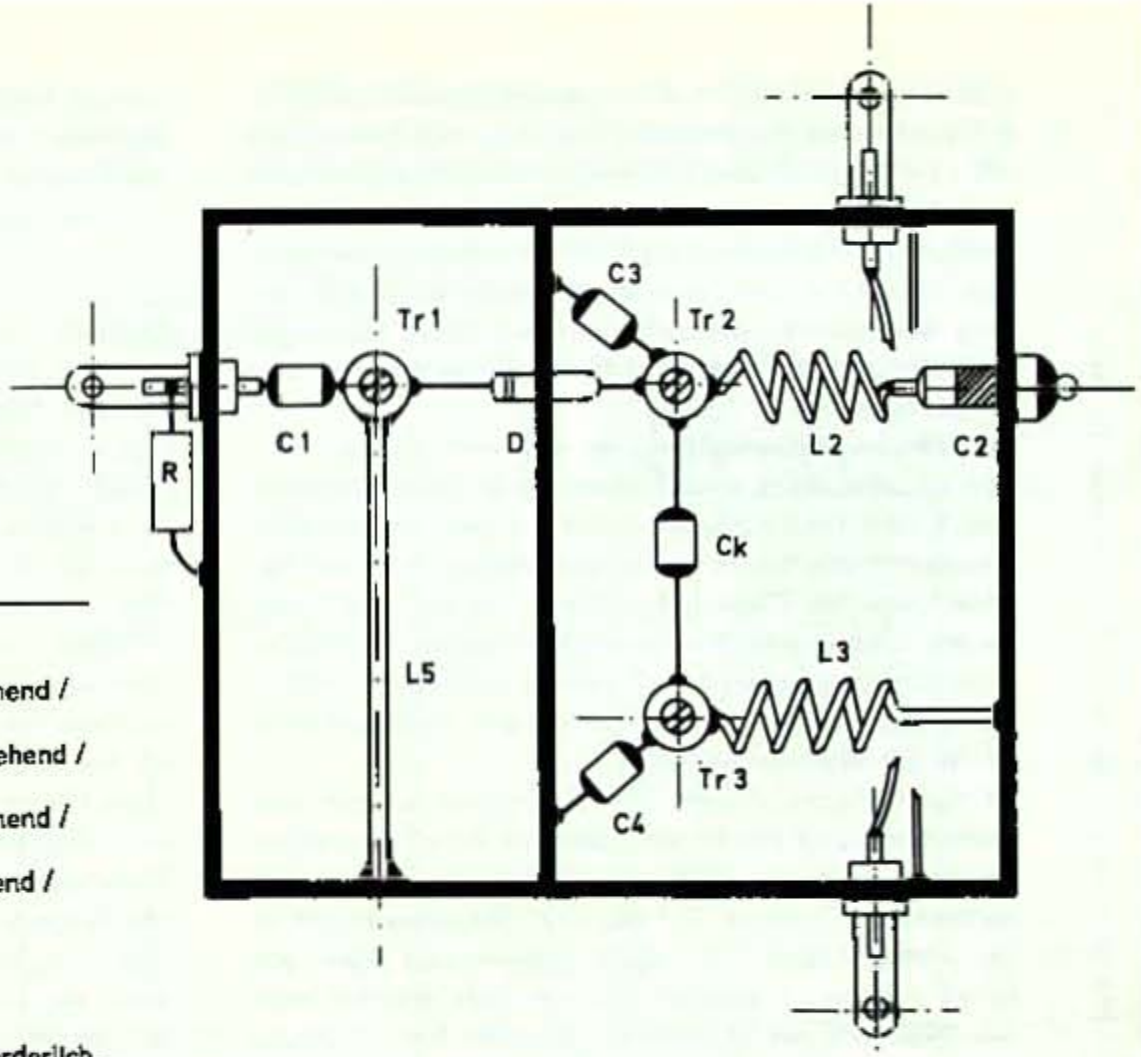
Bild 18a Nocheinmal die Schaltung 17, jedoch so wie sie der tatsächlichen Ausführung entspricht

Stückliste zu Bild 18

R	= 60 Ohm / 1% / Meßwiderstand	2 pF
C 1	keramischer Perlkondensator	1 nF
C 2	Durchführungskondensator	10 pF
C 3	keramischer Scheibenkondensator	10 pF
C 4	keramischer Scheibenkondensator	0,5 pF
CK	keramischer Perlkondensator	

Tr 1 / Tr 2 / Tr 3 = keramische Rohrtrimmer 0,5—10 pF (z. B. Valvo)

D = Kapazitätsdiode BA 121 (Telefunken)



L 1 = 2 Wdg / 0,8 CuL / 5 mm ⌀ / rechtsdrehend / eng gewickelt
L 2 = 5 Wdg / 1,5 CuAg / 5 mm ⌀ / rechtsdrehend / 2,5 mm Steigung
L 3 = 5 Wdg / 1,5 CuAg / 5 mm ⌀ / linksdrehend / 2,5 mm Steigung
L 4 = 2 Wdg / 0,8 CuL / 5 mm ⌀ / linksdrehend / eng gewickelt
L 5 = Kupferstreifen 1 x 5 x 37 mm

3 keramische Durchführungen
1 HF-Spannungsteiler Typ 65 (Preh) — nur erforderlich, wenn die Senderspannung nicht regelbar
Messingblech etwa 100 x 100 x 1 mm

Bild 18b Die Bauteile im Verstärkergehäuse. L 1 und L 4 wurden nur angedeutet. Sie liegen an den Bandfilterspulen eng an

güte wäre nicht mehr viel vorhanden. Deshalb wird für S 3 ein Topfkreis verwendet. Der Topfkreis bildet aber mit dem Chassis eine organische Einheit, womit Form und Abmessungen für das Gehäuse von vornherein festgelegt sind. Ebenso wird die Verdrahtung der übrigen Teile durch den Topfkreis mitbestimmt. Die Schaltung des Reaktanzverstärkers wurde daher so umgezeichnet, wie sie der tatsächlichen Verdrahtung entspricht (Bild 18).

Ein kleines Messingkästchen mit den Maßen von Bild 19 wird durch eine Trennwand in zwei Kammern geteilt. Die linke Kammer bildet mit dem eingelöteten Innenleiter den Topfkreis. In der rechten Kammer befindet sich das Eingangsbandfilter und die Ankoppelspulen. Das eigentliche Verstärkerelement, die Kapazitätsdiode, verbindet den Topfkreis mit dem Bandfilter durch eine Bohrung in der Trennwand. Noch ein paar Worte zur Montage selbst.

Ist das Gehäuse erstellt, die Trennwand sauber eingelötet und sind alle Messingteile mit feiner Stahlwolle gereinigt, folgt als nächster Schritt der Einbau der keramischen Trimmer Tr 1 bis Tr 3. Sie müssen gut in die vorgesehenen Bohrungen passen und dann mit einem kräftigen Lötkolben ringsum dicht verlötet werden. Nun wird der Durchführungskondensator C 2 und der Innenleiter L 5 eingelötet. Sind diese Arbeiten mit viel Sorgfalt beendet, die Spulen und die noch fehlenden Kondensatoren eingebaut, kommt als letztes Bauteil die Kapazitätsdiode an die Reihe. Ihre Anschlußdrähte sind soweit zu kürzen, daß sie gerade zwischen die Trimmer Tr 1 und Tr 2 zu liegen kommt.

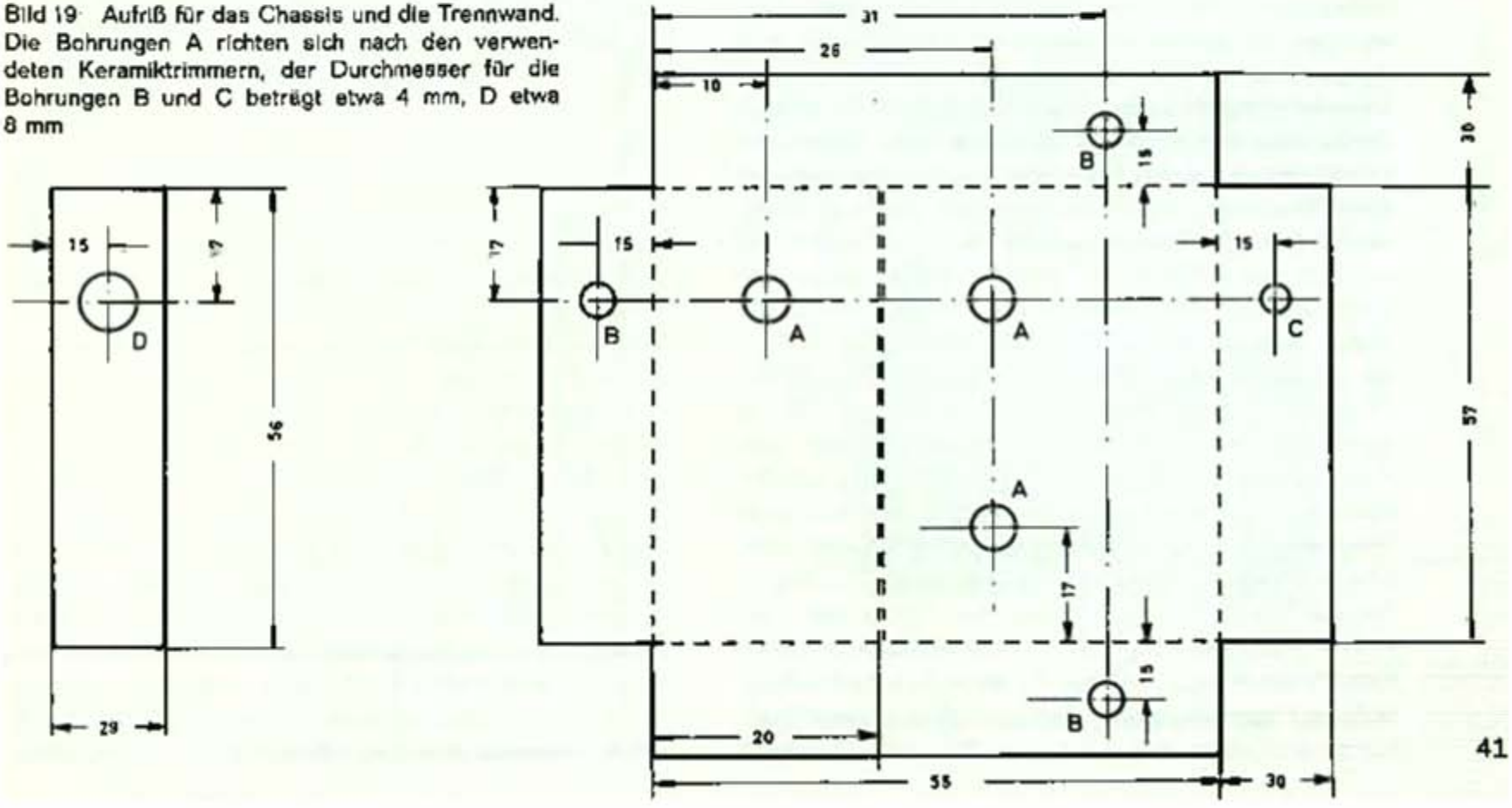
Abgleich

Für den Abgleich des Vorverstärkers wird dieser mit dem 2-m-Empfänger verbunden, an dem er später betrieben werden soll. Ein HF-Signalgenerator wird an die Eingangsbuchse gekoppelt und zunächst das Bandfilter S 1 und S 2 auf Bandmitte (145 MHz) gezogen. Nun kann es erst richtig losgehen, und was dann folgt, erfordert einige Ausdauer.

Über ein Dämpfungsglied (regelbar) wird der Pumposzillator mit dem Vorverstärker zusammen geschaltet, auf eine Frequenz von 550 MHz fest eingestellt und seine Frequenz nicht mehr verändert. Ist die Ausgangsspannung am Meßsender regelbar, dann kann auf das Dämpfungsglied verzichtet werden. Bei maximaler Senderspannung gleicht man Tr 1 ab. Der richtige Punkt ist gefunden, wenn im Lautsprecher oder Kopfhörer ein kratzendes, pfeifendes Geräusch zu hören ist. Die Senderspannung wird jetzt zurückgedreht, bis das Geräusch verschwindet, Tr 2, Tr 3 und Tr 1 dann vorsichtig und wechselweise verändert, bis das Eingangssignal (vom immer noch angeschlossenen HF-

Signalgenerator) ein Maximum erreicht. Der Signalgenerator wird jetzt auf eine Frequenz von 144 MHz gestellt und der beschriebene Vorgang wiederholt. Nach einer Kontrolle mit der Bandmittenfrequenz (145 MHz) muß noch ein dritter Abgleich bei 146 MHz folgen. Erst wenn das Eingangssignal bei allen drei Frequenzen annähernd gleiche Verstärkung erfährt, ist der Abgleich beendet.

Bild 19 Aufriß für das Chassis und die Trennwand. Die Bohrungen A richten sich nach den verwendeten Keramiktrimmern, der Durchmesser für die Bohrungen B und C beträgt etwa 4 mm, D etwa 8 mm



Tunneldioden

1958 stellte der japanische Physiker Esaki bei Untersuchungen an Halbleiterdioden einen eigenartigen Verlauf der Strom-Spannungskennlinie fest, wenn das Ausgangsmaterial der Dioden stark mit Fremdatomen angereichert (dotiert) war. Es ergab sich der im Bild 20 dargestellte Kurvenverlauf. Wie man sieht, steigt der Strom zunächst proportional mit der Spannung bis auf einen Maximalwert, den Höckerstrom, an. Beim weiteren Erhöhen der Spannung sinkt der Strom wieder ab, um nach einem Minimalwert, dem Talstrom, erneut anzusteigen. Der Wiederanstieg des Stromes erfolgt zunächst langsam, dann sehr schnell und führt letztlich zur Zerstörung der Diode. Dieser charakteristische Strom-Spannungsverlauf einer stark dotierten Diode beruht auf dem sogenannten Tunneleffekt. Man versteht darunter eine physikalische Erscheinung, bei der Ladungsträger hoher Geschwindigkeit den mit jeder Sperrschicht verbundenen Spannungswall überwinden, oder anders ausgedrückt, ihn „durchtunneln" können.
Für die praktische Anwendung der Tunneldiode als aktives Bauelement ist nun das Kurvenstück zwischen dem Höckerstrom I_H und dem Talstrom I_T entscheidend. Will man nämlich diesen Teil der Strom-Spannungskurve wenigstens formal mit dem Ohmschen Gesetz in Einklang bringen, so muß man dem Kurvenstück einen „negativen Widerstand" zuordnen. Ein negativer Widerstand, also ein Widerstand mit umgekehrtem Verhalten, ist jedoch in der Lage, einen reellen Widerstand teilweise oder ganz aufzuheben. Zum Beispiel können

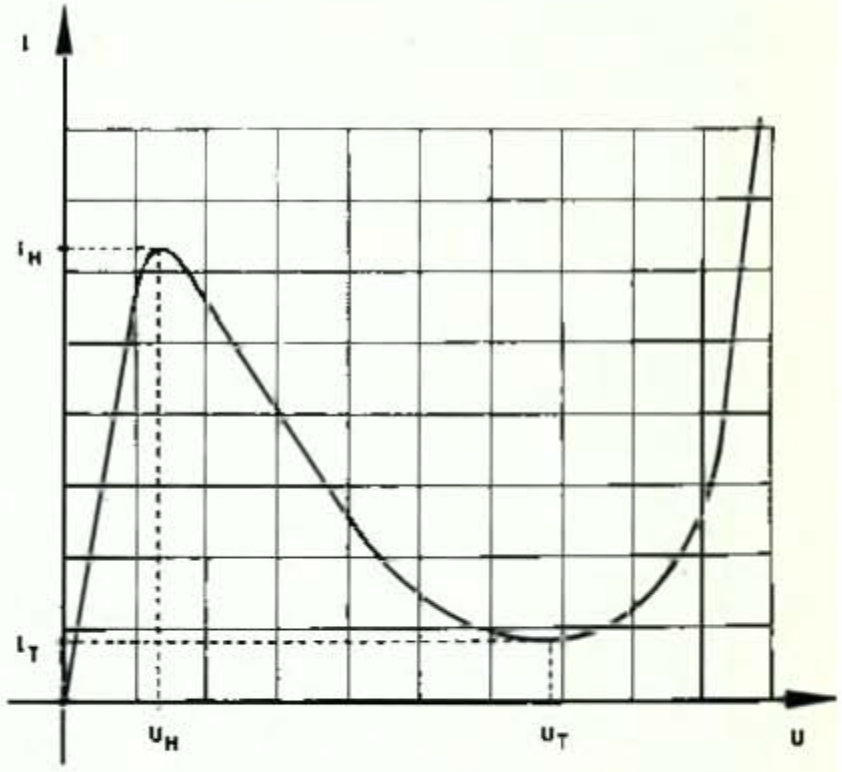


Bild 20 Kennlinie einer Tunneldiode

die Verluste eines Schwingkreises durch den negativen Widerstand der Tunneldiode kompensiert oder auch überkompensiert werden. Das bedeutet aber, daß der Schwingkreis zum Verstärker oder Sender würde.
Wie es möglich ist, diese Tatsachen technisch zu nutzen, zeigen die folgenden Schaltungsbeispiele mit Tunneldioden. Zum Umgang mit Tunneldioden noch einige Bemerkungen vorweg.

Umgang mit Tunneldioden

Schaltungen mit Tunneldioden arbeiten nur dann einwandfrei, wenn der Arbeitspunkt richtig eingestellt ist. Richtig eingestellt heißt: Der Arbeitspunkt muß im fallenden Teil der Kurve liegen. „Nichts einfacher als das", wird man denken, „man braucht ja nur den Diodenstrom zu messen." Das ist zwar richtig; doch kann hier bereits der erste Fehler entstehen: Im Diodenkreis fließt ein bestimmter Strom bei drei ganz verschiedenen Spannungen. Man muß sich daher die drei Spannungswerte, die gleichen Diodenstrom fließen lassen, genau notieren, da nur der mittlere Spannungswert zum Bereich negativen Widerstandes gehört.
Auch dem verwendeten Meßinstrument ist große Aufmerksamkeit zu schenken. Da die Betriebsspannungen der Tunneldioden im mV-Bereich liegen, spielt der Innenwiderstand des Instrumentes eine erhebliche Rolle. Das R_i eines Strommessers muß deshalb genau bekannt sein, damit man den daran entstehenden Spannungsabfall berücksichtigen kann.
In der Regel wird man die Tunneldiode aus einer kleinen Batterie speisen. Für Versuche und für die Aufnahme von Strom-Spannungskennlinien ist es jedoch zweckmäßiger, ein stabilisiertes Netzteil zu erstellen. Eine einfache Schaltung, die rasch „zusammengenagelt" ist, zeigt Bild 21 (Aufbau nach Foto 5).
Vorsicht! Tunneldioden nie mit dem Ohmmeter prüfen. Die Meßspannung ist meist höher als sie für Tunneldioden zulässig wäre.

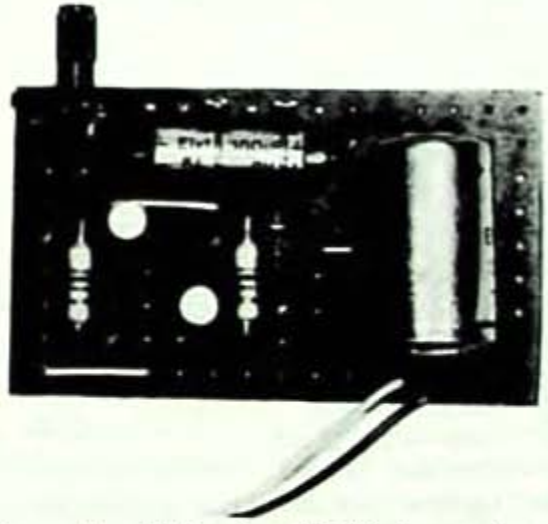


Foto 5 Die wenigen Teile des stabilisierten und regelbaren Netzteiles

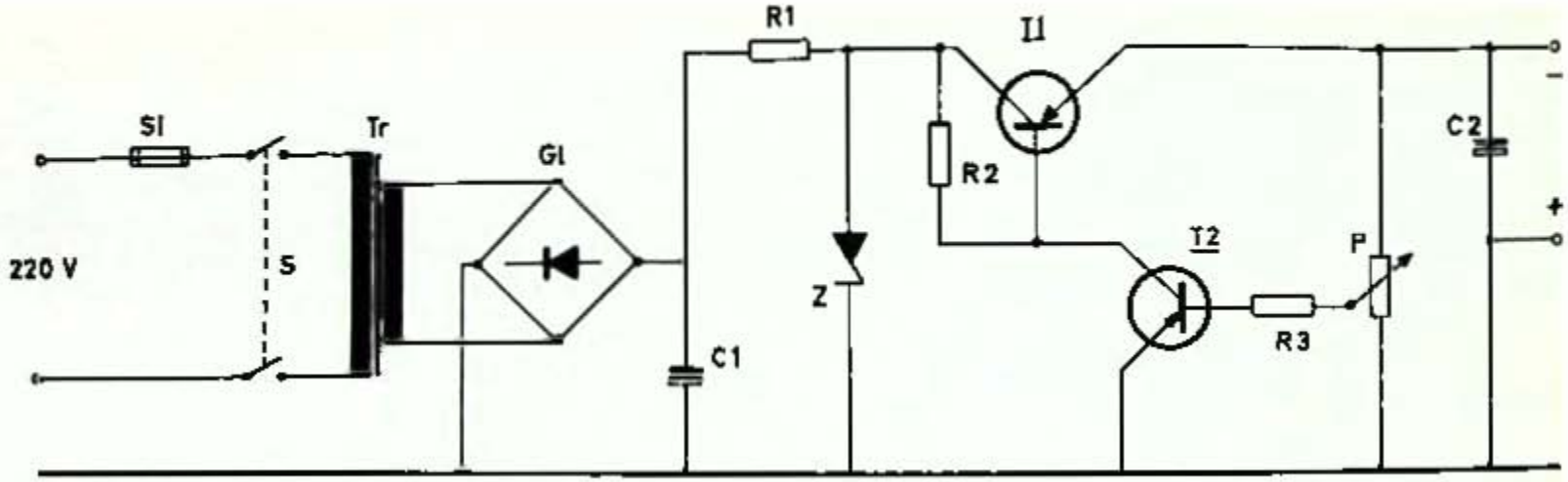


Bild 21 Ein einfaches Netzteil für die ersten Versuchsarbeiten mit Tunneldioden

Stückliste zu Bild 21

T1 = Transistor AC 128 oder ähnliche
T2 = Transistor AC 128 oder ähnliche
Gl = Netzgleichrichter
Z = Zenerdiode ZF 3,9
R1 = 220 Ohm / ½ Watt
R2 = 1 kOhm / ¼ Watt
R3 = 1 kOhm / ¼ Watt

P = Einstellregler 100 Ohm
C1 = Elektrolytkondensator 1000 µF / 15 Volt
C2 = Elektrolytkondensator 100 µF / 8 Volt

1 Netztransformator 220 Volt / 6,3 Volt
1 2pol. Netzschalter
1 Feinsicherung 0,1 A
Eingangsspannung 220 V ~
Ausgangsspannung 0,3 bis 3 Volt regelbar

Tunneldioden-Oszillator

Die sicher für den Praktiker interessanteste Anwendung der Tunneldiode ergibt sich bei der Erstellung kleiner Oszillatoren. Extrem einfacher Schaltungsaufbau, niedrige Versorgungsspannungen und die Eigenschaft, bei hohen Frequenzen sicher zu schwingen, machen die Tunneldiode zum idealen Bauteil für Oszillatorschaltungen. Auch für den Fernsteueramateur ergeben sich viele Anwendungsmöglichkeiten. Zwar sind die erzeugten HF-Leistungen klein, oft betragen sie nur wenige µW, trotzdem reichen sie aus, um die verschiedensten Modelle über geringe Entfernungen zu steuern.

Bild 22 zeigt die einfache Ausführung einer Oszillatorschaltung mit Tunneldiode. Ein Schwingkreis, bestehend aus der Spule L 1 und der abstimmbaren Kapazität C 1, wird durch die Diode TD vollkommen entdämpft. Der Arbeitspunkt der Tunneldiode ist durch die Widerstände R 1 und R 2 bestimmt. C 2 schließt den Widerstand R 2 hochfrequenzmäßig kurz. Die Tunneldiode liegt so dem Schwingkreis parallel und ihr negativer Widerstand kommt voll zur Wirkung. Für die Spannungsversorgung genügt eine 1,5-Volt-Knopfzelle. Noch ein kleiner Hinweis für die Experimentierfreudigen: Der Teilerwiderstand R 2 muß stets kleiner sein als der Zahlenwert des negativen Widerstandes. Dabei ergibt sich der Wert des negativen Widerstandes für einen bestimmten Arbeitspunkt aus der Strom-Spannungskurve ($\frac{U}{I}$). Wird diese Bedingung nicht eingehalten, so neigt die Schaltung zu Unstabilitäten (die Schwingung reißt ab). Andererseits sollte, im Hinblick auf geringen Stromverbrauch, R 2 nicht kleiner gemacht werden als es unbedingt nötig ist. Zweckmäßig ersetzt man R 2 für die ersten Versuche durch ein Potentiometer, das man auf optimale Schwingamplitude einstellt. Vorsicht! Der Strom durch die Tunneldiode darf dabei den vom Hersteller angegebenen Höchstwert nicht überschreiten. In Bild 22 ist die Stelle angegeben, in die man ein Milliamperemeter einfügen kann, ohne die HF-Eigenschaften der Schaltung zu stören.

Die Frequenzkonstanz eines Tunneldioden-Oszillators in der einfachen Form von Bild 22 unterliegt natürlich den verschiedensten Einflüssen. Schon geringe Schwankungen der Umgebungstemperatur oder der Versorgungsspannung können erhebliche Frequenzänderungen zur Folge haben. Höhere Frequenzkonstanz, wie sie z. B. für Fernsteuerzwecke gefordert wird, bringt jedoch ein Tunneldioden-Oszillator mit Quarzsteuerung. In Bild 23 ist die entsprechende Schaltung dargestellt. Ein Spannungsteiler, bestehend aus den Teilerwiderständen R 1 und R 2 bestimmt auch hier den Arbeitspunkt der Tunneldiode. Das Teilerverhältnis ist dabei aber so gewählt, daß der Arbeitspunkt erst dann in den „schwingfähigen" Teil der Strom-

Spannungskurve rutscht, wenn R 2 und R 3 parallel geschaltet sind. Diese Parallelschaltung besorgt der Quarz, der im Resonanzfalle einen Kurzschluß darstellt. Der Resonanzkreis L/C 1 kann daher nur die Schwingungen ausführen, die genau der Quarzfrequenz entsprechen. C 2 überbrückt den Widerstand R 2 und schließt den hochfrequenten Stromkreis.

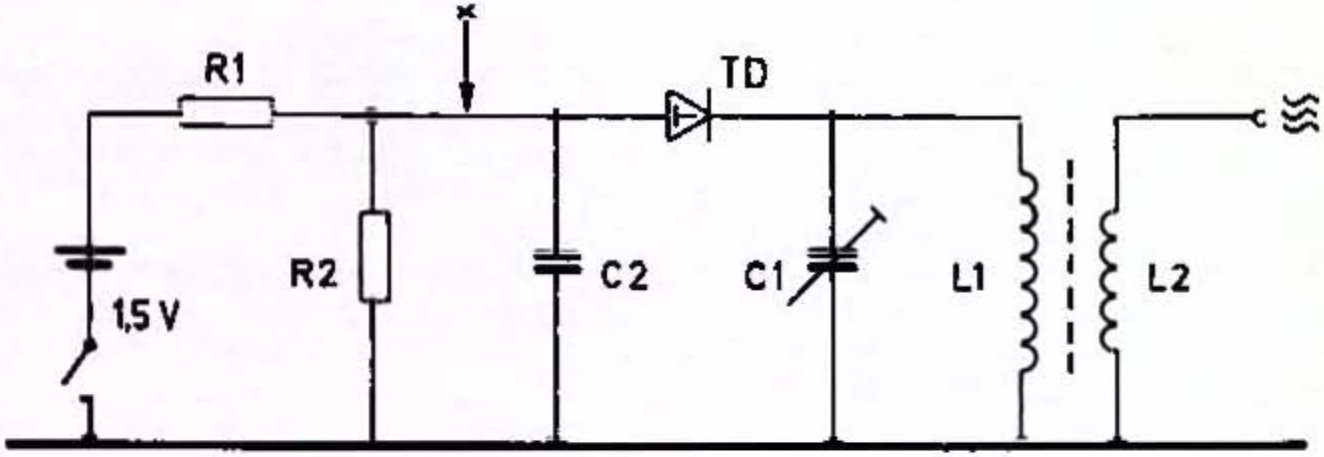
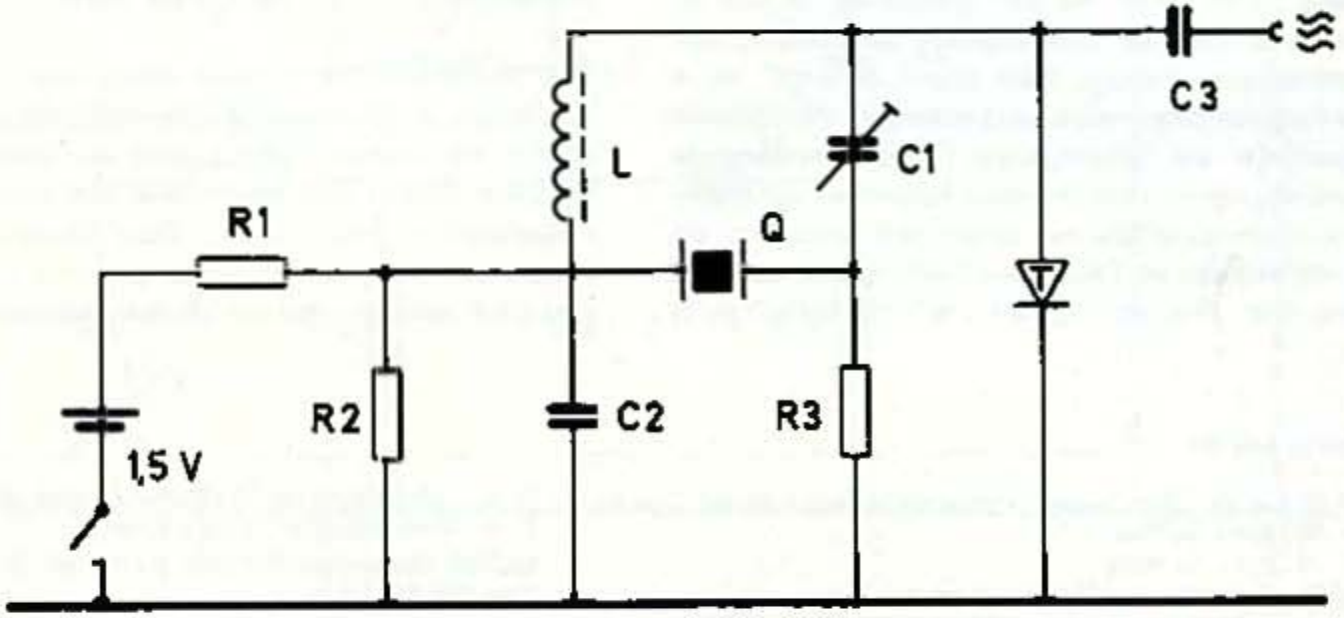


Bild 22 Einfache Oszilatorschaltung mit einer Tunneldiode. Am Punkt x kann ein Instrument eingefügt werden ohne die übrige Schaltung in ihrer Funktion zu stören

Bild 23 Bessere Frequenzkonstanz hat ein Tunneldiodenoszillator der wie hier durch einen Quarz gesteuert wird



Ein Sub-Miniatur-Fernsteuersender

Bild 24 zeigt die Schaltung für einen tonmodulierten Fernsteuersender mit einer Tunneldiode und Quarzsteuerung. Die Arbeitspunktstabilisierung und die Anordnung des Quarzes entsprechen im Prinzip der Schaltung 23. In Reihe mit der Tuneldiode ist hier jedoch noch ein zweiter Schwingkreis angeordnet, der die Tonfrequenz erzeugt. Das Wort „erzeugt" ist in diesem Fall allerdings nicht ganz richtig. In Wirklichkeit verursacht die am Schwingkreis C 3/L 3 entstehende Gegenspannung ein rhythmisches Aussetzen der Hochfrequenzschwingung. Es hat daher den Anschein, als würde der Sender im Takt einer Tonfrequenz ein- und ausgeschaltet. Die so „modulierte" HF-Schwingung steht an einer Anzapfung der Spule L 1 zur Verfügung und wird über eine kleine, abgestimmte Stabantenne abgestrahlt. Noch einige technische Daten:

Schwingfrequenz:	27,12 MHz
Tonfrequenz:	3 kHz
Reichweite:	ca. 100 bis 200 m

Die Reichweite hängt sehr stark vom verwendeten Empfänger und von den Umgebungsbedingungen ab. Dieser Kleinsender besitzt zwar nur einen Tonkanal, trotzdem lassen sich sehr viele Aufgaben der Fernsteuertechnik damit lösen. Zum Beispiel kann ein Radio- oder Fernsehempfänger ein- und ausgeschaltet, eine Türe betätigt oder ein Modell gesteuert werden.

Stückliste zu Bild 24

R 1 = 25 bis 100 Ohm (je nach verwendeter Tunneldiode) / 1/20 W
R 2 = 10 Ohm / 1/20 Watt
R 3 = 10 Ohm / 1/20 Watt
C 1 = 68 pF keramischer Rohrkondensator
C 2 = 1 nF Scheibe ohne Anschlußdrähte
C 3 = 2 µF / 6,3 Volt parallel zu 24 pF (Elko / keram. Scheibe)
L 1 = 12 Wdg / 0,4 CuL / Anzapfung bei 7 Wdg. vom kalten Ende
L 2 = ca. 230 Wdg / 0,35 CuL / gemäß Bild 28
L 3 = 260 Wdg / 0,1 CuL
Q = Submin.-Quarz 27,12 MHz Type HC-25/U
T = Tunneldiode TU 10 (Siemens) oder ähnliche
S = Micro-Schalter 20 x 9 x 6 mm
1,5 Volt Quecksilber-Batterie 8 x 3,5 mm (z. B. Mallory, Type RM-312 H)
Spulenkörper mit 2,5 x 3 mm Wickelraum, Kern UKW P 70 oder ähnliche
Schalenkern 9 x 5 mm / AL 63 / Ferrinox T 10
Messingblech
Federbronze
div. Kleinteile nach Zeichnungen 26 und 28

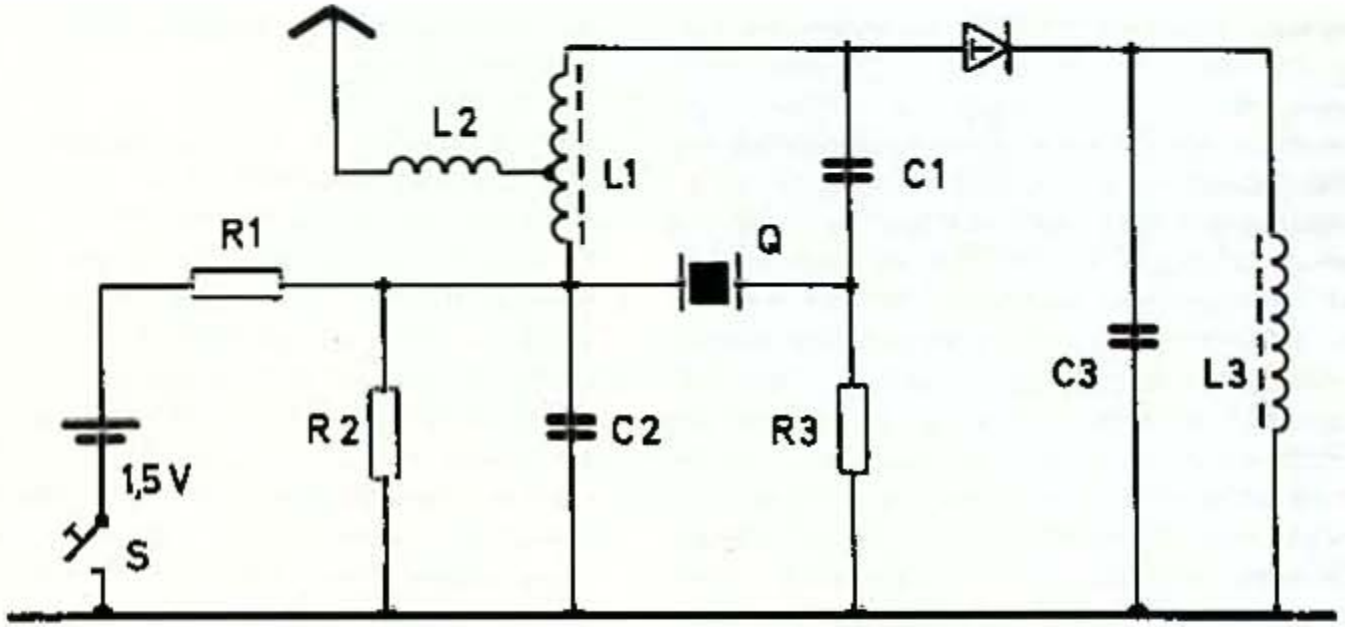


Bild 24 Schaltung eines Sub-Miniatur-Fernsteuersenders mit einem Tonkanal

Aufbau des Kleinsenders

Besteht die Schaltung des Fernsteuersenders auch nur aus wenigen Bauteilen (Foto 6), so bedarf es doch einiger Überlegungen, sie in einem Gehäuse unterzubringen, das der Bezeichnung „Sub-Miniatur" gerecht wird. Ein aus 0,6 mm starkem Messingblech hergestelltes Kästchen mit den Abmessungen 66 x 15 x 7 mm bietet gerade Platz, die Einzelteile elektrisch und mechanisch günstig anzuordnen. Bild 25 zeigt den Aufriß von Sendergehäuse, Gehäusedeckel und Batterieklappe. Selbstverständlich brauchen die angegebenen Maße nicht genau eingehalten zu werden. Sicher muß man das eine oder andere Maß bei einem Nachbau bereits vorhandenen Bauteilen anpassen. Allzu großer Spielraum dürfte hier allerdings nicht gegeben sein.
Wie bereits erwähnt, benötigt man für die Herstellung des Gehäuses Messingblech. Eine Materialstärke von 0,6 mm ist für eine gute Stabilität ausreichend. Stärkeres Messingblech sollte man jedoch nicht verwenden (Lötschwierigkeiten!). Das für die Bearbeitung vorgesehene Messing wird jetzt gründlich mit feiner Stahlwolle gereinigt, der Aufriß gemacht und die Konturen mit einer Laubsäge (sehr feines Sägeblatt) ausgesägt. Vor dem Aussägen sollte man die Biegekanten besonders kräftig anreißen. Das erleichtert das spätere Umbiegen.

Die Batterieklappe besteht aus 0,3 mm starker Federbronze. Ein angelötetes Messingstreifchen (7,5 x 1 x 0,6 mm) schafft zusätzlichen Kontakt und gibt der Batterieklappe einen Anschlag. Mit einem 2-mm-Kupferniet wird die fertige Klappe auf dem Gehäusedeckel drehbar befestigt.

Der nächste Schritt wäre die Herstellung der Einzelteile nach Bild 26. Diese Teile dienen zur isolierten Befestigung der kleinen Stabantenne. Die gewählte Schraubverbindung zwischen Sender und Antenne kompliziert zwar die Einzelteile (Drehteile), schafft aber die Möglichkeit, die Antenne und den Sender jederzeit trennen zu können. Das dürfte für die Aufbewahrung und für den Transport der kleinen Anlage sicher wünschenswert sein. Die gesamte Schraubverbindung besteht aus einer 12 mm langen M-2-Schraube (Teil A), einer Isolierscheibe (Teil B), einer Durchführung aus Isoliermaterial (Teil C) und einer Messinghülse (Teil D), in der schließlich die Antennenrute steckt. Beim Aufschrauben der Antenne faßt nun die etwas tiefere Bohrung (5 mm) in der Messinghülse D über das Isolierstück C und die Schraube A kommt im Innengewinde von D zum Eingriff. Da die Teile C und D genau aufeinander gepaßt sein müssen, sollte man die Herstellung einem Mechaniker überlassen. Sind die mechanischen Arbeiten abgeschlossen, so kann der elektrische Aufbau beginnen.

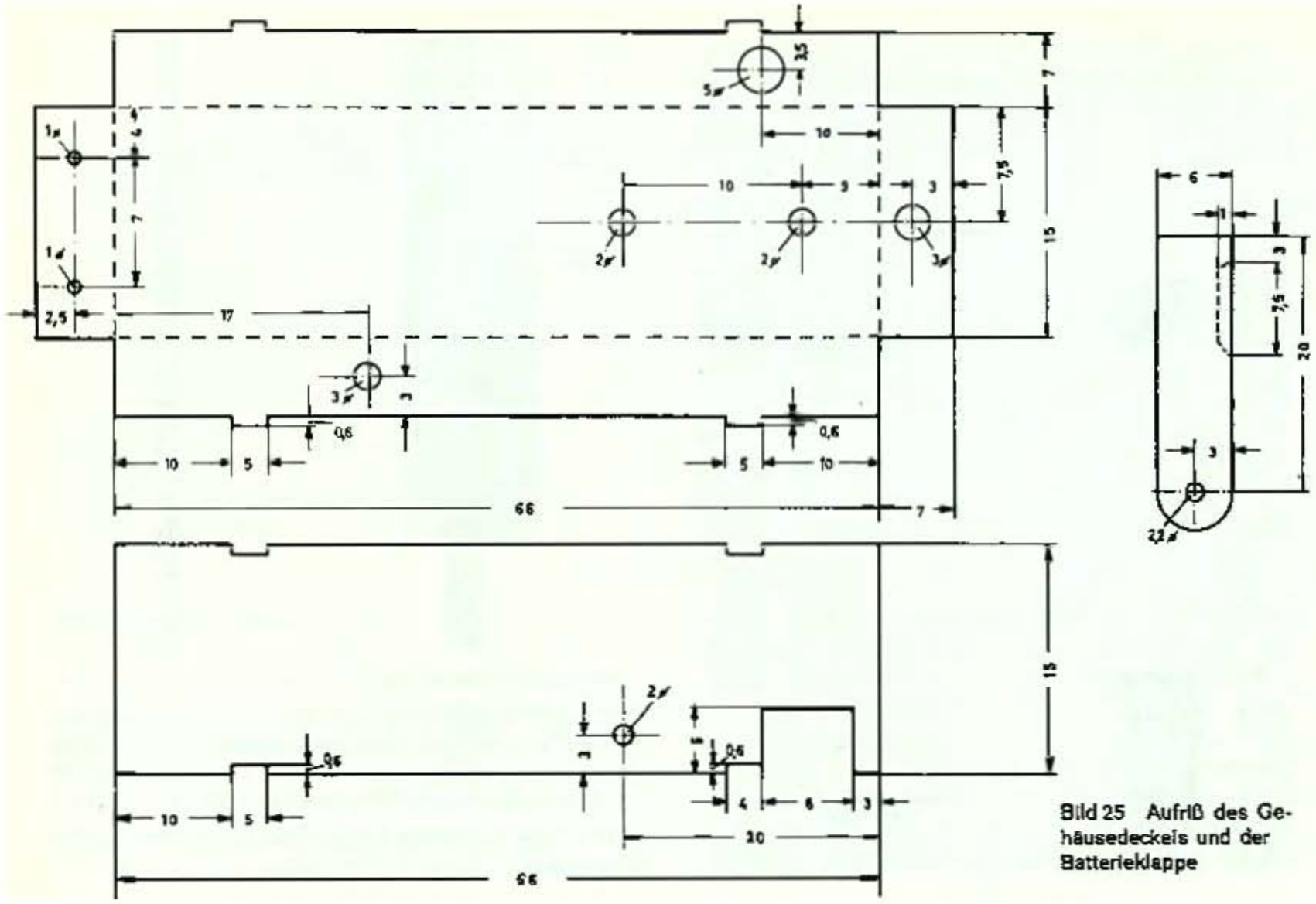
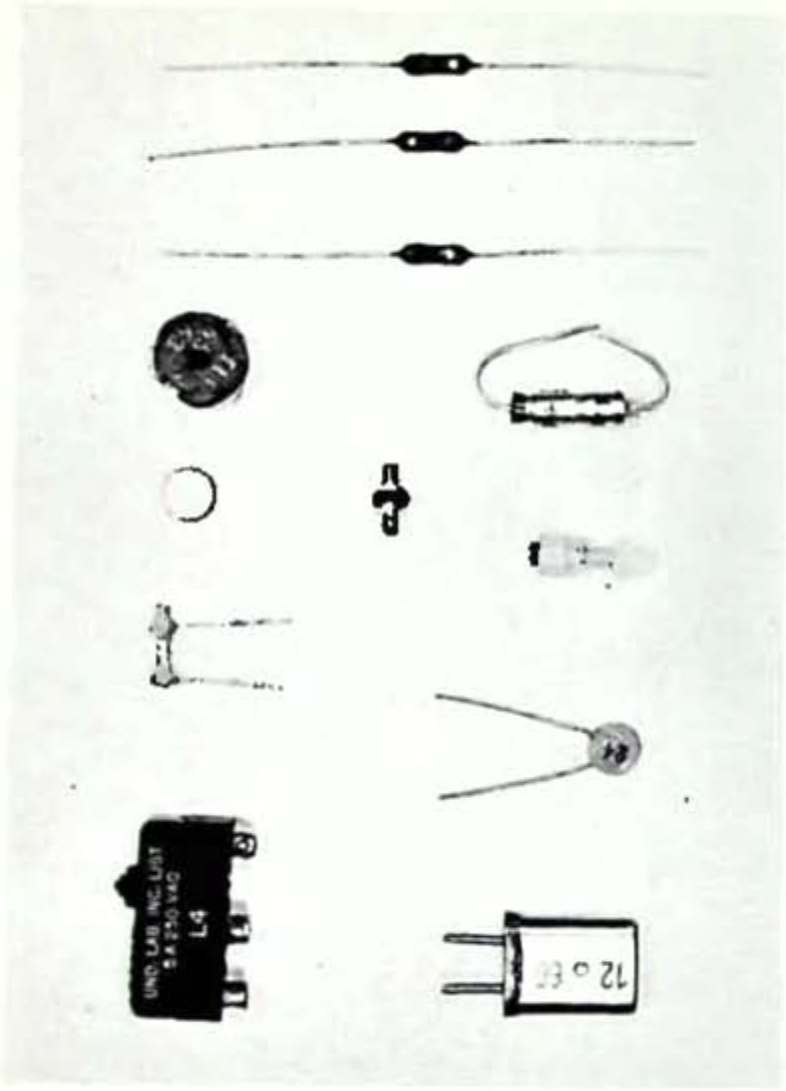


Bild 25 Aufriß des Gehäusedeckels und der Batterieklappe



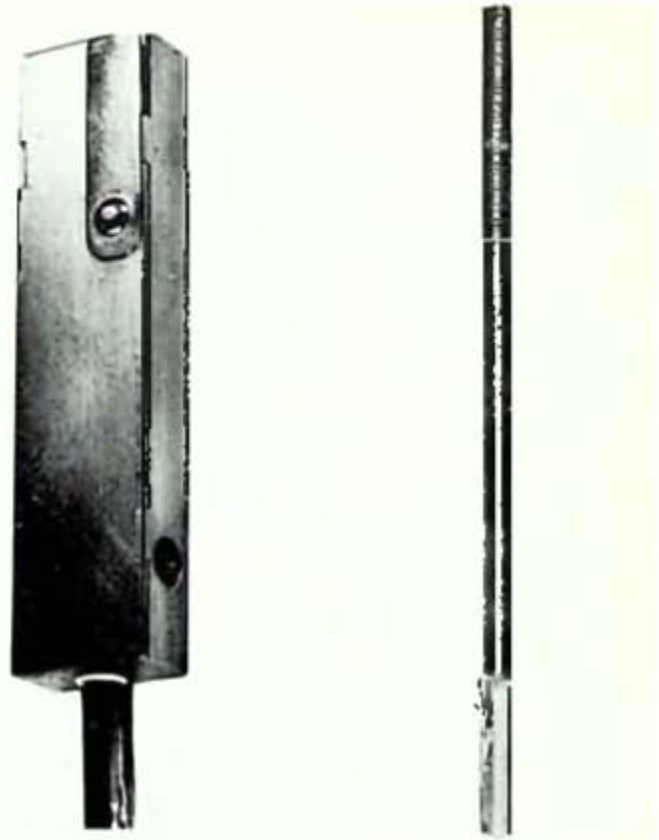


Foto 6 Die Einzelteile des Sub-Miniatur-Fernsteuersenders. Das Bild zeigt die drei Widerstände, den Micro-Schalter, den Quarz, den Schalenkern für L 3, den Spulenkörper für die Oszillatorspule, die 4 Kondensatoren und die Tunneldiode

Foto 7 Der fertige Sub-Miniatur-Fernsteuersender und die Stabantenne

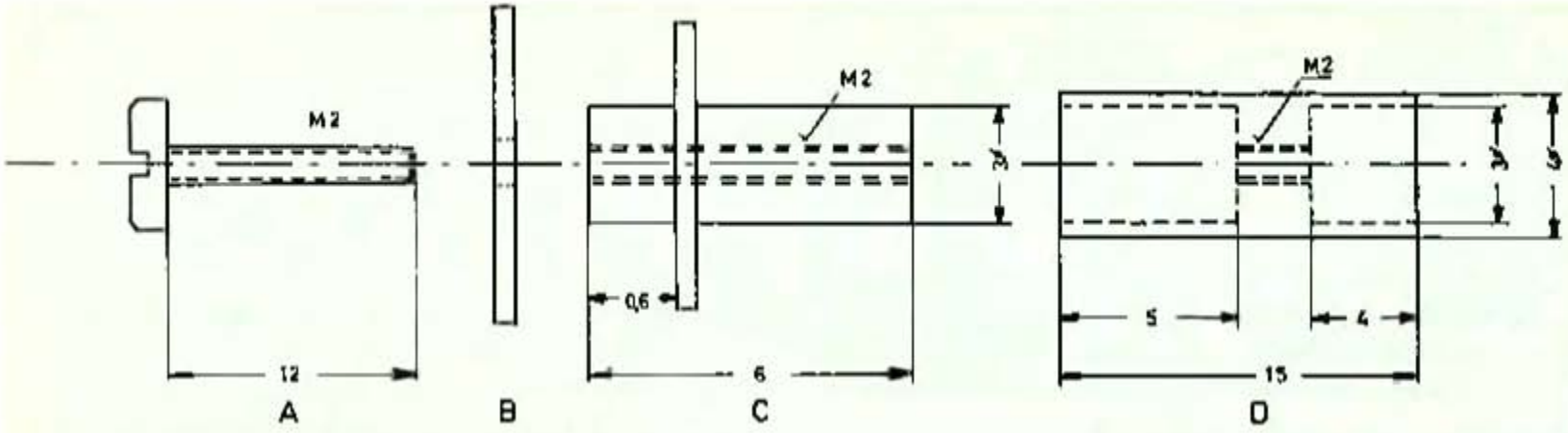


Bild 26 Die Befestigungsteile für die Stabantenne
A Messingschraube in M 2 (oder auch M 1,7)
B Isolierscheibe
C isolierte Durchführung mit entsprechendem Gewinde
D Fuß der Stabantenne

Der elektrische Aufbau

Hält man sich genau an das Verdrahtungsschema von Bild 27, dann dürfte der elektrische Aufbau keine großen Schwierigkeiten bereiten. Bevor man als erstes Bauteil den Micro-Switch einsetzt, wird der Boden des Sendergehäuses mit einem Streifen Isolierband beklebt. Die Kontakte am Micro-Schalter werden mit einer Flachfeile auf das richtige Maß gebracht. Ein Anschluß am Schalter dient gleichzeitig als Batteriekontakt. Ihm ist große Aufmerksamkeit zu schenken. Besonderes Augenmerk gehört auch dem Kondensator C 2. Dieser keramische Scheibenkondensator besitzt keine Drahtanschlüsse. Er wird daher direkt an das Gehäuse gelötet, was jedoch nur einwandfrei gelingt, wenn man folgendermaßen vorgeht: Zunächst muß die Scheibe auf beiden Seiten gut verzinnt werden. Dann lötet man auf einer Seite ein kleines Stück Kupferband an, das

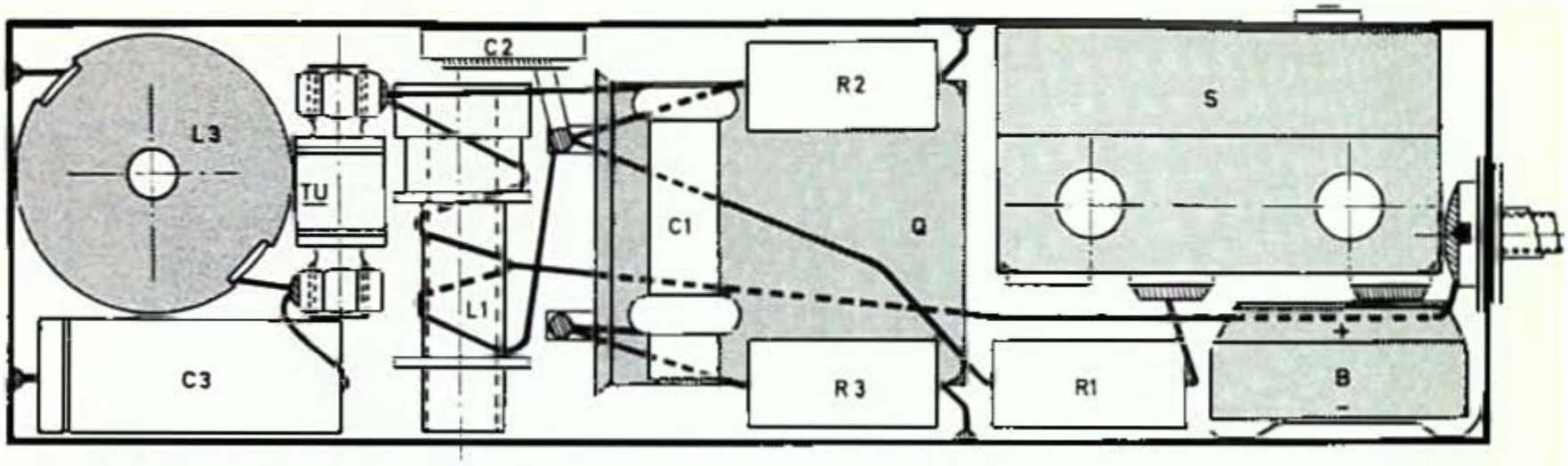


Bild 27 So müßten die Teile im Gehäuse angeordnet sein. Die Batterie B wird durch eine gebogene Feder im Gehäuse gehalten

/// = Lötstelle

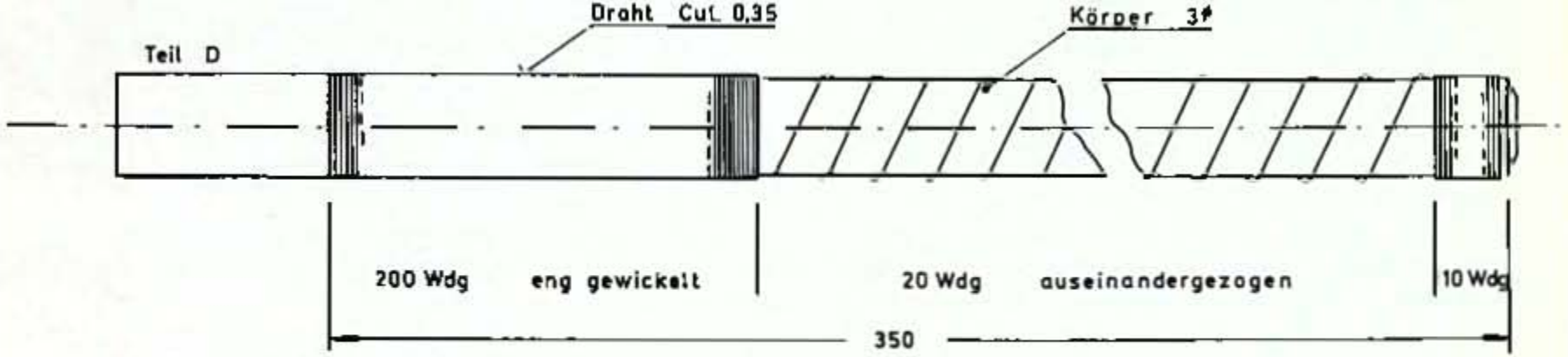


Bild 28 Die Stabantenne für den Sub-Miniatur-Fernsteuersender

später die Verbindung zum Quarz herstellt. An diesem Kupferstreifen kann man jetzt die Scheibe bequem an das Gehäuse halten, das an der Außenseite mit einem kräftigen Lötkolben erhitzt wird.
Als letztes Bauteil wird die Tunneldiode TU in die Schaltung eingefügt. Daß jetzt mit größter Sorgfalt und Vorsicht zu Werke gegangen werden muß, versteht sich von selbst. Schließlich ist die Tunneldiode ja das wohl teuerste Bauteil des ganzen Senders.
Da alle Bauteile lediglich durch ihre Drahtverbindungen mechanisch gehalten werden, ist es nötig, die Schaltung mit einem geeigneten Gießmittel (z. B. Spulenwachs) zu fixieren. Aber nun nicht gleich die ganze Schaltung „zugießen" (welcher Praktiker möchte nicht später noch mal irgendetwas an seiner Schaltung ändern!). Einige Tropfen Gießmittel zwischen jedem Bauteil genügen vollauf.

Inbetriebnahme

Vor der Inbetriebnahme sollte man den Aufbau nochmals genau mit dem Schaltbild vergleichen. Ist alles in Ordnung, so kann die Batterie eingesetzt werden (auf richtige Polarität achten). Zusammen mit dem Empfänger wird L 1 auf größte Schwingamplitude abgeglichen.

Die Antenne

Abschließend noch ein Wort zur Antenne, deren Aufbau aus Bild 28 hervorgeht. Auf einen 350 mm langen Isolierstab wird eine Spule aus 0,35-CuL-Draht gewickelt, deren Eigenfrequenz mit der Senderfrequenz übereinstimmen muß. Für den Abgleich verbindet man die fertige Antenne mit dem Sender und sucht ihre Resonanzstelle mit einem Grid-Dip-Meter. *Bei dieser Arbeit darf die Tunneldiode noch nicht im Sender sein, da der vom Grid-Dip-Meter induzierte Schwingstrom bereits die Tunnel-Diode zerstören könnte.* Durch Zusammenschieben oder Auseinanderziehen der weitgewickelten Windungen kann die Antenne leicht auf die gewünschte Resonanzfrequenz gebracht werden.

Feldeffekt-Transistoren

Steuerleistungsbedarf und Niederohmigkeit des Transistors bereiteten schon manchem Schaltungswickler nicht unerhebliche Schwierigkeiten, und allzuoft war nur eine Kompromißlösung möglich. Der Wunsch und die Suche nach röhrenähnlichen Transistoren ist daher so alt wie der Transistor selbst. Aber erst in den letzten Jahren war es gelungen, einen schon länger bekannten Effekt für die Schaffung eines neuartigen Transistortypes zu nutzen. Der physikalische Vorgang, der die neue Halbleitergruppe begründet, beruht auf der Möglichkeit durch ein äußeres elektrisches Feld den Stromfluß in einem Leiter zu beeinflussen. Wie ist das möglich?

Bild 29 a stellt den Vorgang schematisch dar. Auf einen stromdurchflossenen Leiter, der axial in einem größeren Zylinder angeordnet ist, wirkt ein starkes elektrisches Feld. Die Elektronen an der Oberfläche des Leiters werden dadurch auf die inneren Strompfade gedrängt; der Leiterquerschnitt gewissermaßen verkleinert: Der Widerstand des Drahtes erscheint vergrößert. Wird das Feld geschwächt, so verringert sich auch der Widerstand, und der Strom durch den Leiter steigt an.

In der Anordnung nach 29 a könnte man zwar den beschriebenen Effekt mit Spezialinstrumenten nachweisen, von einer technischen Nutzung kann jedoch nicht die Rede sein, da sich der Vorgang nur in der obersten Atomhaut des Leiters abspielt. Darunter wird das Feld sehr schnell durch das Metall vollkommen abgeschirmt. Bei Halbleitern hingegen kann das elektrische Feld tief in das Basismaterial eindringen, ja es kann das gesamte Material mit einer Art Ladungswolke durchsetzen und dort seine Steuerfunktion erfüllen. Dieser „Feldsteuerung" verdankt die neue Transistorgattung auch ihren Namen. In Bild 29 b ist nun der Aufbau eines Feldeffekt-Transistors (kurz FET genannt = field effect transistor) mit dem in das Halbleitermaterial greifenden Feld angedeutet. Die aktive, steuerbare Strecke besteht aus n- oder p-dotiertem Halbleitermaterial, das auf beiden Seiten kontaktiert ist. Ober- und unterhalb sieht man die beiden Steuerelektroden.

Noch ein Wort zu den Anschlußbezeichnungen. Sie sind amerikanischen Ursprungs, haben sich aber auch bei uns fest eingeführt. So spricht man vom S- und D-Pol für die beiden Hauptelektroden (Source = Quelle, Drain = Abfluß) und vom GATE (= Tor) für den Steueranschluß.

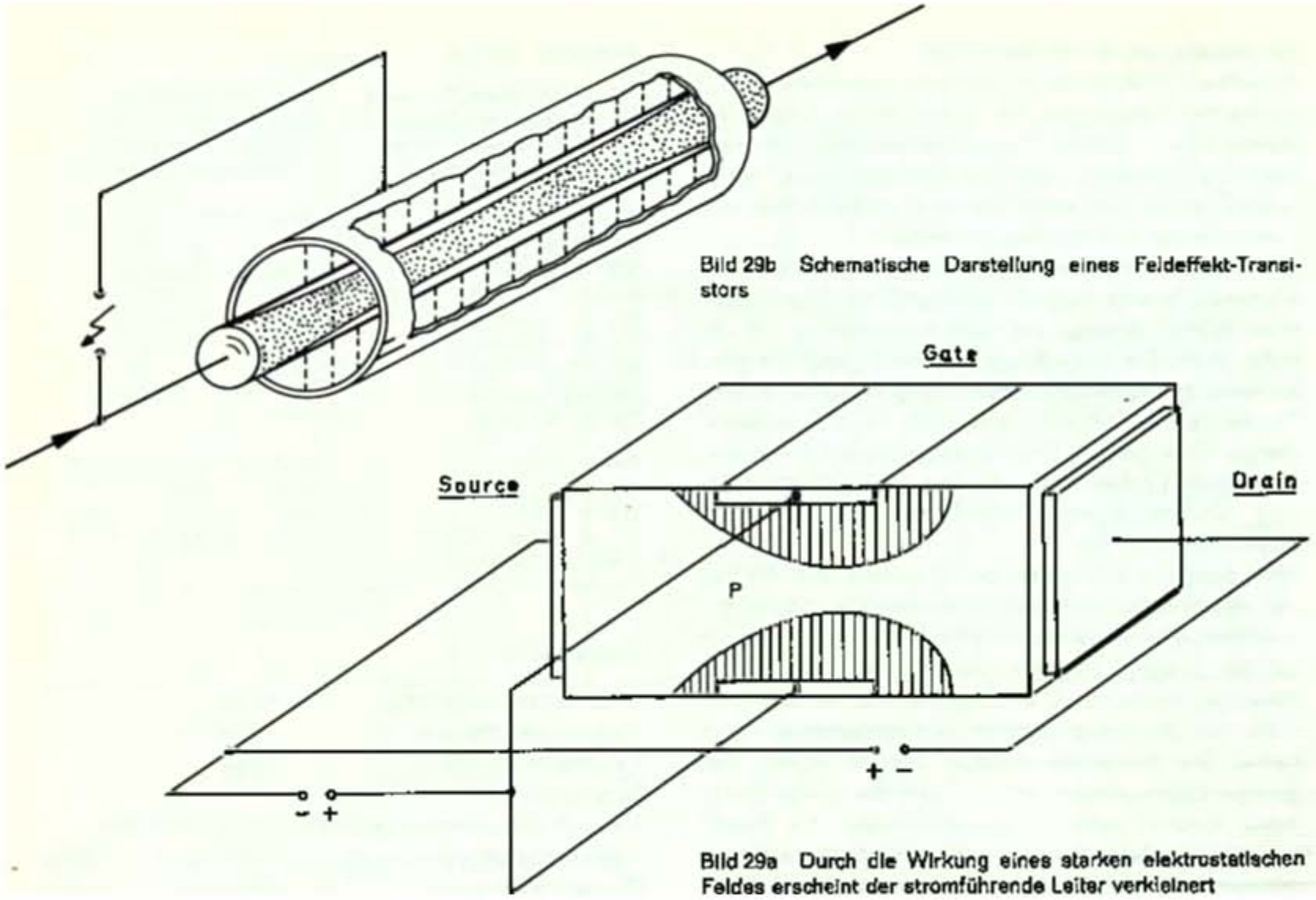


Bild 29b Schematische Darstellung eines Feldeffekt-Transistors

Bild 29a Durch die Wirkung eines starken elektrostatischen Feldes erscheint der stromführende Leiter verkleinert

Ein rauscharmer 60-dB-Verstärker

Feldeffekt-Transistoren eignen sich besonders gut für Verstärker-Schaltungen, bei denen, neben hoher Verstärkung, ein großer Eingangswiderstand gefordert wird. Die Schaltung nach Bild 30 erfüllt diese Forderungen, wobei eine klare Trennung zwischen den einzelnen Stufen den Nachbau erleichtert.

Die drei mit Feldeffekt-Transistoren bestückten Verstärkerstufen sind kapazitiv gekoppelt. Ein Spannungsteiler R 2/R 7 erzeugt die Gate-Vorspannung für die erste Stufe. Die Gate-Spannung für T 2 und T 3 wird an einem gemeinsamen Teiler abgegriffen und mit den Trennwiderständen R 10 und R 12 an das entsprechende Gate geführt. Die Verstärkerstufe T 4, die galvanisch mit T 3 verbunden ist, dient der Impedanzwandlung. Am Potentiometer P kann das verstärkte Signal abgenommen werden.

Beim Nachbau sollte man darauf achten, daß ein Teil der verwendeten Widerstände der nicht so häufig gebrauchten E-24-Widerstandsreihe entnommen sind. Um bei den ersten Versuchen mit FET nicht gleich eine böse Überraschung zu erleben (Temperaturstabilität), sollte man sich weitgehend an die angegebenen Werte halten. Der Eingangswiderstand von 10 MOhm, das geringe Eigenrauschen von T 1 und die große Bandbreite machen dafür — gewissermaßen zur Belohnung — aus dieser Schaltung einen hochwertigen Vorverstärker für Kristall- oder Kondensatormikrofone.

Stückliste zu Bild 30

T 1	= Feldeffekt-Transistor	2 N 2500	(Texas Instr.)
T 2	= Feldeffekt-Transistor	2 N 2497	(Texas Instr.)
T 3	= Feldeffekt-Transistor	2 N 2497	(Texas Instr.)
T 4	= pnp-Transistor	2 N 1131	(Texas Instr.)

R 1	= 2 MOhm	R 10	= 510 kOhm
R 2	= 400 kOhm	R 11	= 6,2 kOhm
R 3	= 30 kOhm	R 12	= 510 kOhm
R 4	= 33 kOhm	R 13	= 1 kOhm
R 5	= 30 kOhm	R 14	= 5,1 kOhm
R 6	= 400 kOhm	R 15	= 62 kOhm
R 7	= 51 kOhm	R 16	= 51 kOhm
R 8	= 1 kOhm	P	= 5 kOhm
R 9	= 5,1 kOhm		

C 1	= 0,1 µF	C 6	= 220 µF / 10 Volt
C 2	= 1 µF	C 7	= 220 µF / 10 Volt
C 3	= 5,6 µF	C 8	= 10 µF / 10 Volt
C 4	= 220 µF / 10 Volt	C 9	= 68 µF / 10 Volt
C 5	= 1 µF		

Einige Daten

Spannungsverstärkung:	60 dB
Eingangswiderstand:	10 MOhm
Eingangskapazität:	15 pF
Bandbreite (je nach Generatorwiderstand):	5 Hz bis 50 kHz
Temperaturbereich:	—55 °C bis +125 °C
Betriebsspannung:	50 Volt

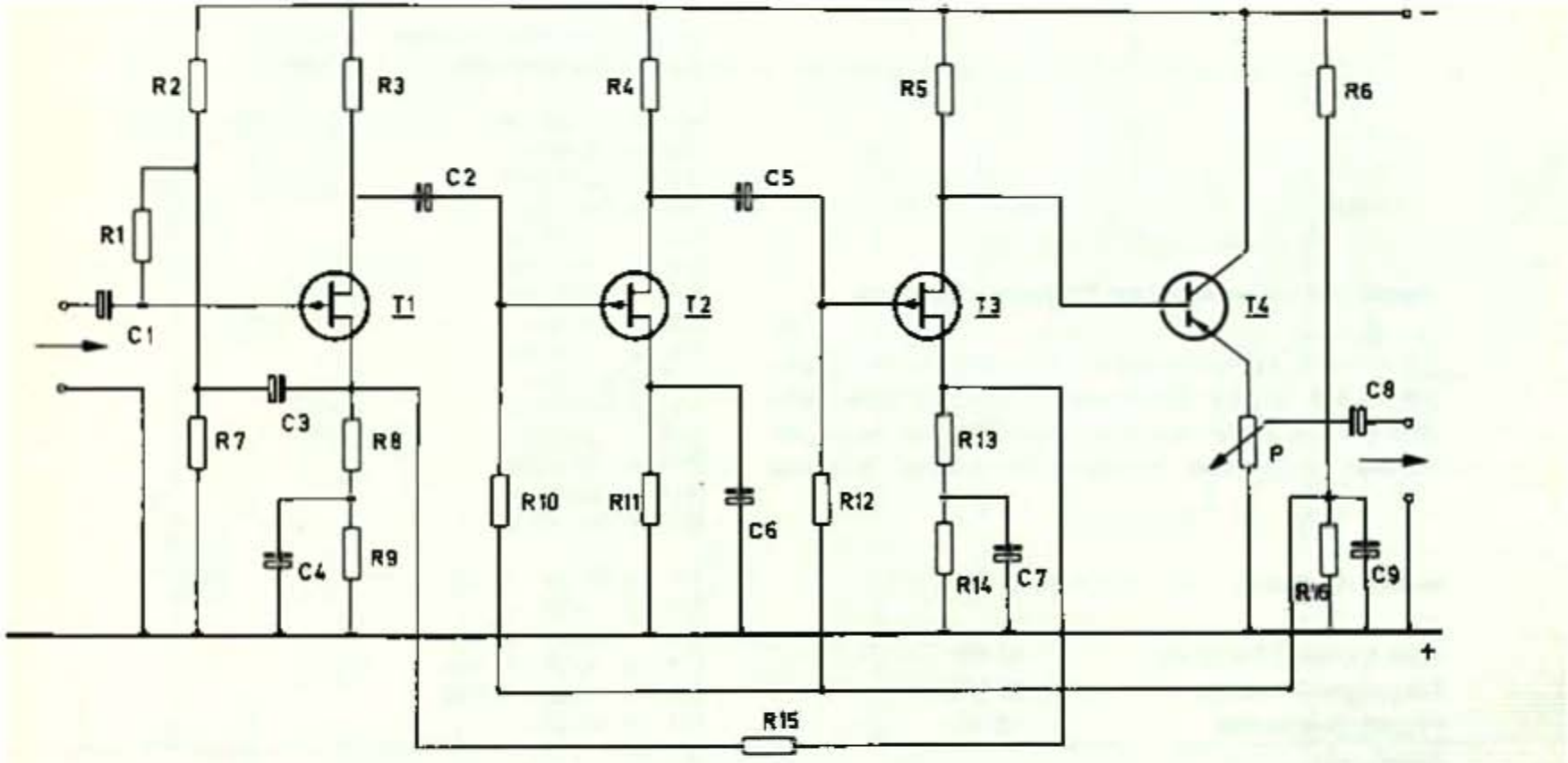


Bild 30 Ein rauscharmer Verstärker mit drei Feldeffekt-Transistoren und einem npn-Transistor

Verstärker mit sehr hohem Eingangswiderstand

Ein weiterer, ebenfalls gut für den Nachbau geeigneter Verstärker, ist die Schaltung 31. Der mit zwei Feldeffekt-Transistoren und zwei herkömmlichen npn-Transistoren aufgebaute Vorverstärker besitzt folgende

technische Daten

Spannungsverstärkung:	40 dB
Eingangswiderstand:	30 MOhm
Eingangskapazität:	8 pF
Bandbreite (je nach Generatorwiderstand):	5 Hz bis 100 kHz
Temperaturbereich:	—55 °C bis +125 °C
Betriebsspannung:	28 Volt

Stückliste zu Bild 31

T 1	=	Feldeffekt-Transistor	2 N 2498 (Texas Instr.)
T 2	=	npn-Transistor	2 N 930
T 3	=	Feldeffekt-Transistor	2 N 2498
T 4	=	npn-Transistor	2 N 930

R 1	=	1 MOhm
R 2	=	150 kOhm
R 3	=	2,7 MOhm
R 4	=	20 kOhm
R 5	=	20 kOhm
R 6	=	20 kOhm
R 7	=	2 MOhm
R 8	=	200 Ohm
R 9	=	2,7 kOhm
R 10	=	100 Ohm
R 12	=	100 kOhm
R 13	=	3,6 MOhm
R 14	=	20 kOhm
R 15	=	3,3 kOhm
R 11	=	200 kOhm

C 1	=	0,1 µF
C 2	=	1 µF
C 3	=	270 µF / 6 Volt
C 4	=	47 µF / 10 Volt
C 5	=	47 µF / 6 Volt
C 6	=	0,1 µF
C 7	=	2 µF
C 8	=	10 µF / 10 Volt

D = Zenerdiode 1 N 756 (oder ZF 8,2)

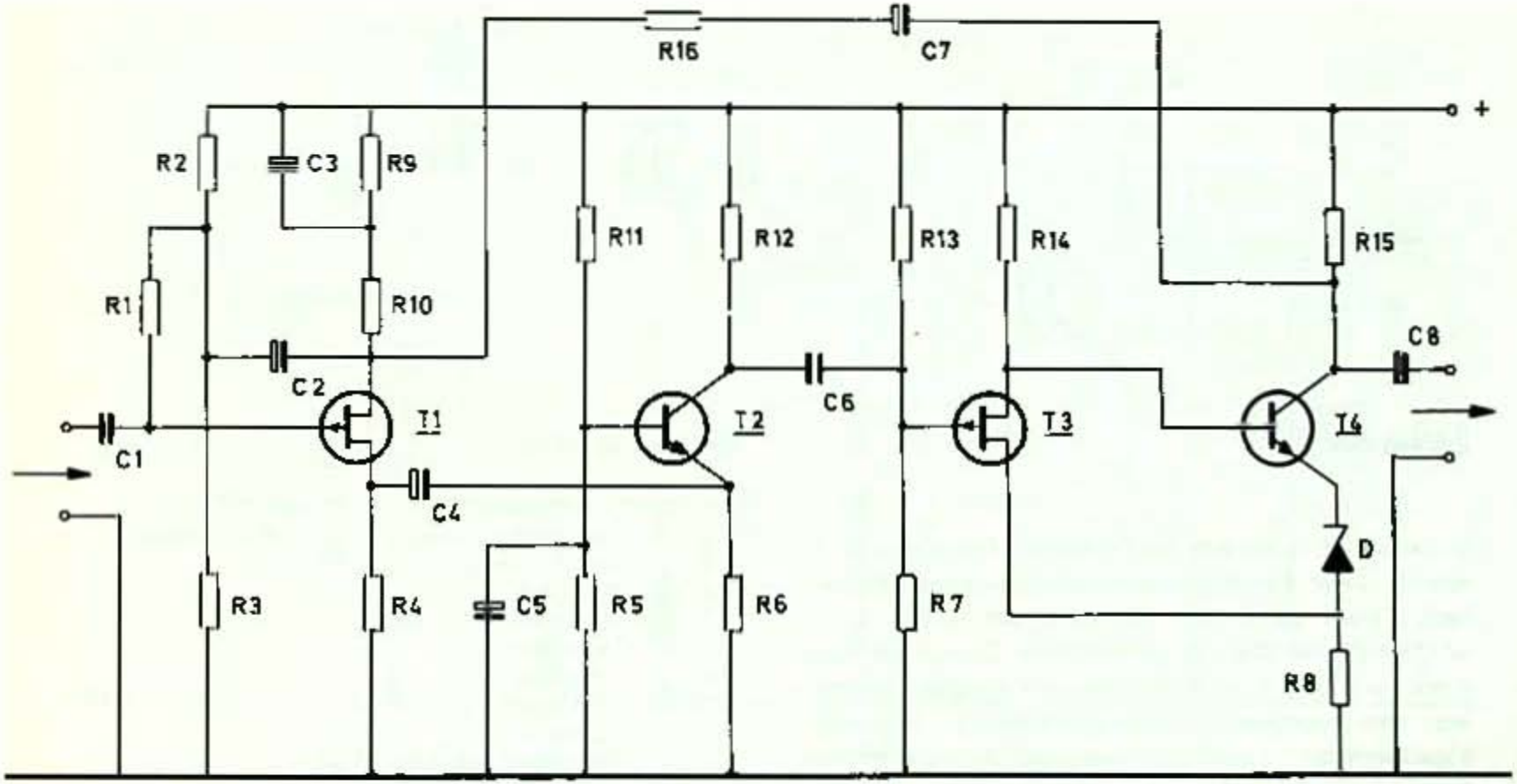
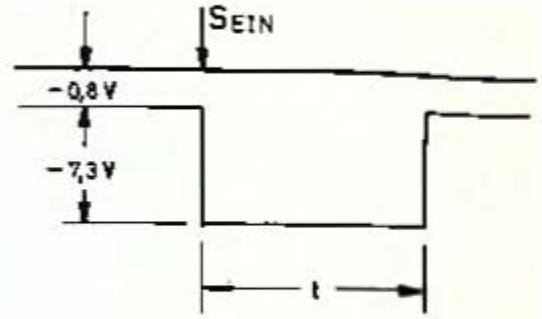


Bild 31 Schaltung für einen Verstärker mit hohem Eingangswiderstand



Spannung an A

Zeitschalter

In Zeitschaltern schafft der Feldeffekt-Transistor durch seinen hohen Eingangswiderstand genau reproduzierbare Zeiten auch bei längeren Zeitintervallen. Einen solchen Zeitschalter für einstellbare Zeiten zwischen 1 sec. und 3 min. zeigt Bild 32. Der Schalter arbeitet wie eine monostabile Kippschaltung. Im Einschaltaugenblick ist T 3 durchgesteuert und der Kondensator C wird aufgeladen. Ein kurzer Druck auf die Taste bewirkt nun, daß T 2 und T 3 sperren. T 3 bleibt so lange gesperrt, bis sich der Kondensator C auf eine Spannung entladen hat, bei der T 2 wieder öffnen kann.

Stückliste zu Bild 32

T 1	=	pnp-Transistor	2 N 1305
T 2	=	Feldeffekt-Transistor	2 N 2497 (Texas Instr.)
T 3	=	pnp-Transistor	2 N 1305
R 1	=	1,8 kOhm	
R 2	=	10 kOhm	
R 3	=	20 kOhm	
R 4	=	1,8 kOhm	
R 5	=	4,7 kOhm	
R 6	=	15 kOhm	
C	=	Elektrolytkondensator 50 µF	
P	=	Potentiometer 10 MOhm	
D	=	1 N 2069	

Drucktaste 1 pol.

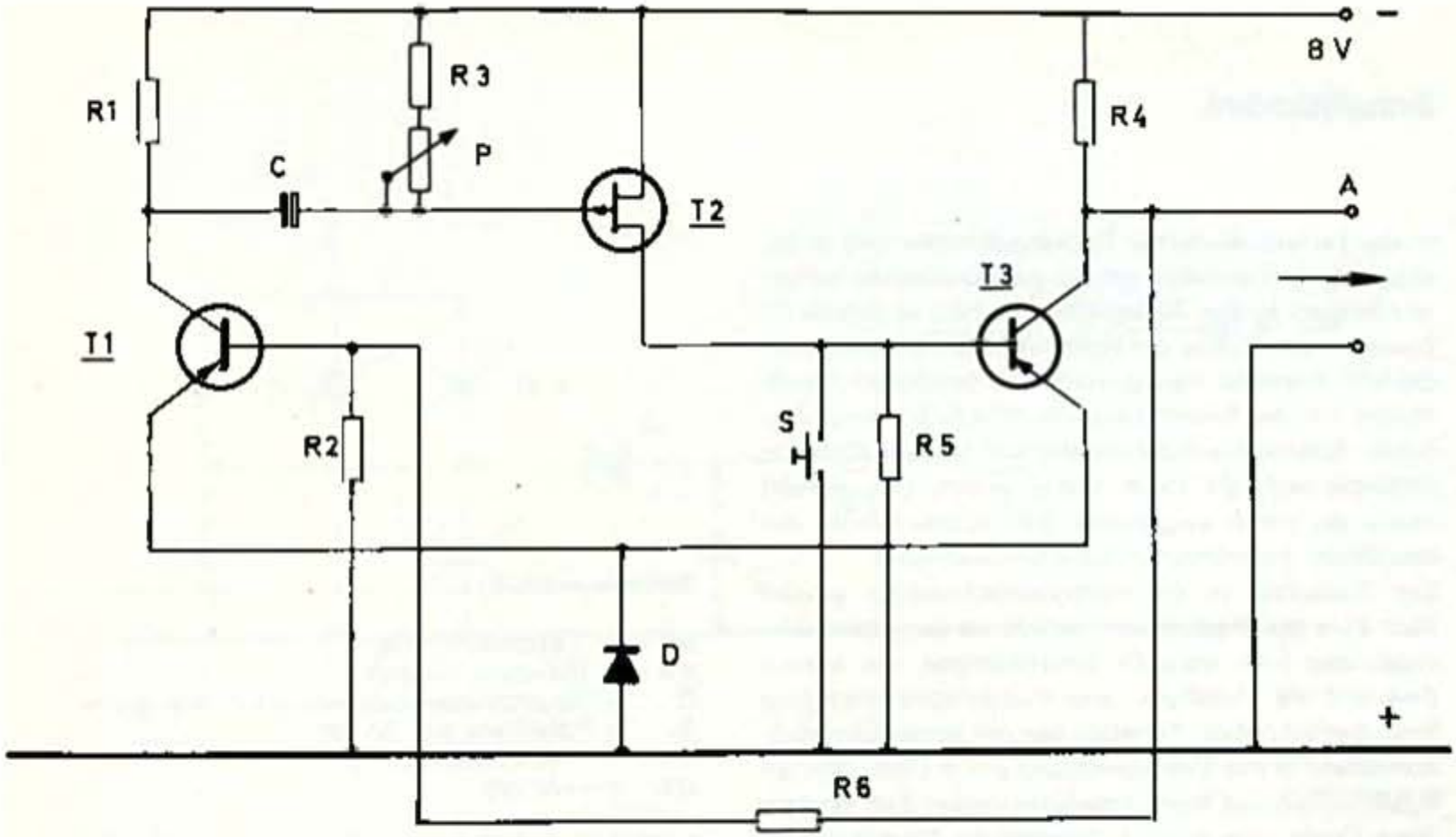


Bild 32 Zeitschalter für Zeiten zwischen 1 Sekunde und 3 Minuten

Schaltdioden

In der Technik moderner Rechenautomaten und in der allgemeinen Elektronik gehört die Schaltdiode bereits seit langem zu den Alltäglichkeiten. Neu ist jedoch ihr Einzug in das Gebiet der Hochfrequenz, vornehmlich in die VHF-Bereiche. Häufig warfen die bekannten Schaltdioden bei der Entwicklung von HF-Stufen durch ihre hohen Kapazitäts-, Induktivitäts- und Widerstandwerte Probleme auf, die kaum lösbar waren. Und allzuoft wurde die schon eingeplante Schaltdiode wieder von bewährten mechanischen Schaltern verdrängt.

Der Fortschritt in der Halbleitertechnologie erfaßte aber auch die Schaltdiode. Gerade in der letzten Zeit entstanden hier spezielle Entwicklungen, die besonders auf die Rundfunk- und Fernsehgerätefertigung ihren Einfluß haben. Schaltdioden mit einem Durchlaßwiderstand in der Größenordnung von 1 Ohm, geringe Induktivitäten und Kapazitätswerte kleiner 2 pF machen diese Diode zum idealen Schalter für Hochfrequenz. Zusammen mit der Kapazitätsdiode als Abstimmelement ist nun die Möglichkeit geschaffen, ein Empfangsgerät vollelektronisch zu bedienen.

Stückliste zu Bild 33

R 2	=	1,8 kOhm / 1/4 Watt
R 3	=	100 kOhm / 1/20 Watt
C	=	Durchführungskondensator 1,5 nF oder größer
D	=	Schaltdiode z. B. BA 136
U 1	=	+ 12 V / ca. 6 bis 8 mA
U 2	=	— 30 Volt

L 1 / L 2 / Tr 1—Tr 3 richten sich nach dem gewünschten Frequenzbereich

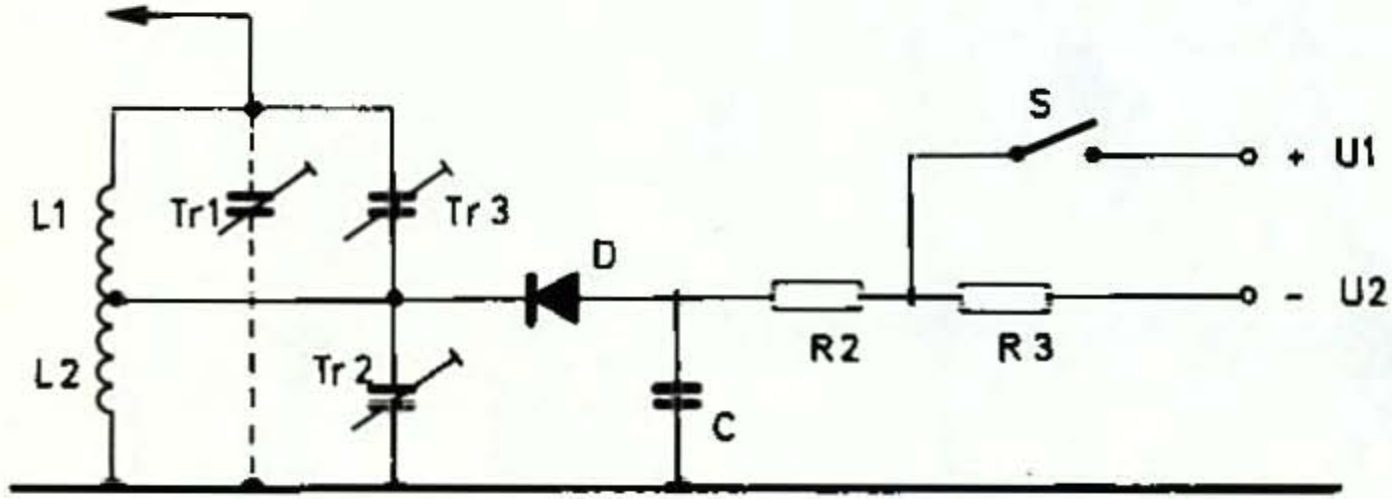


Bild 33a Die Schaltdiode und ihre Anordnung als Wellenschalter in einem Resonanzkreis

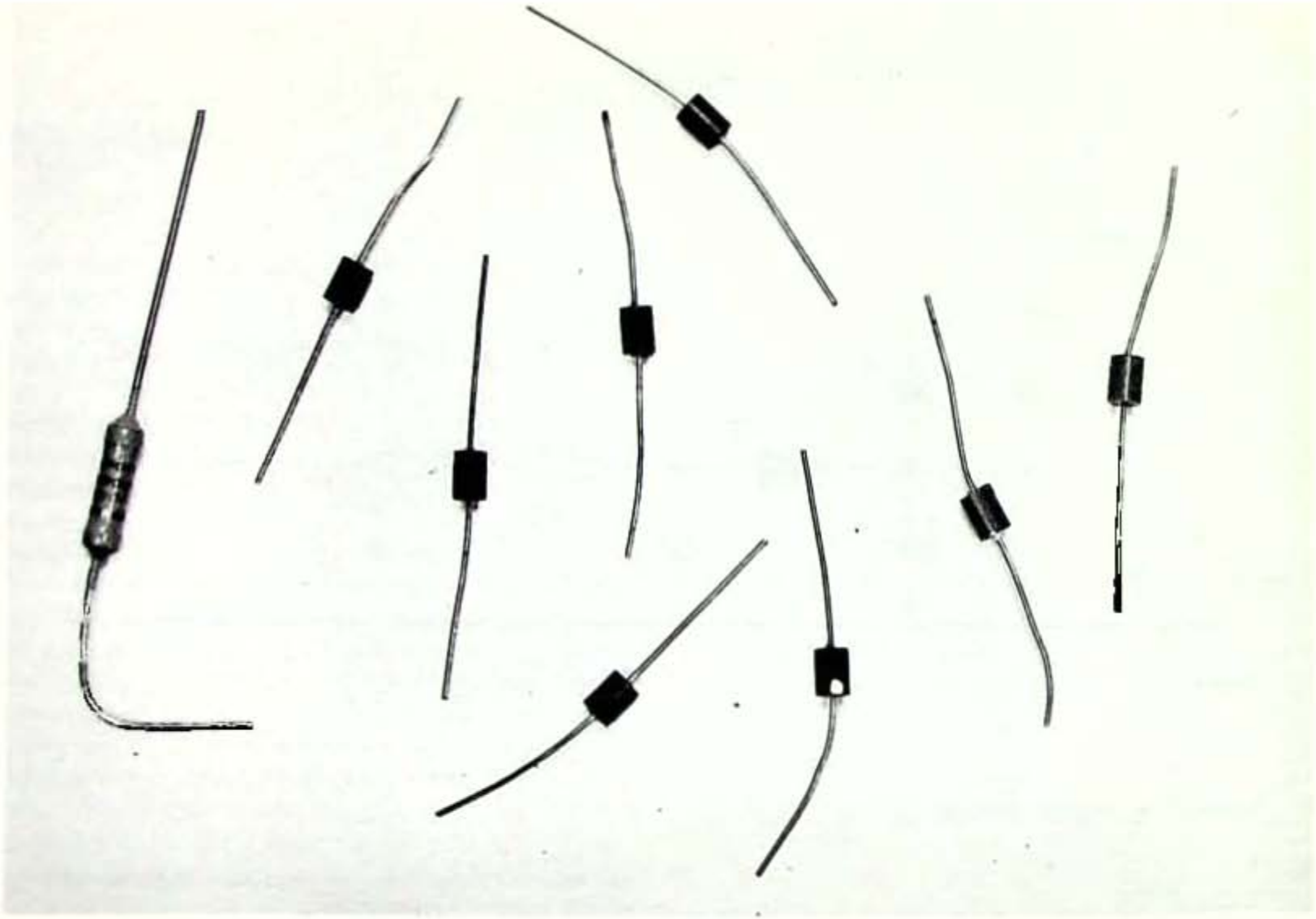


Foto 8 Schaltdioden im Größenvergleich zu einem 1/4-Watt-Widerstand

Auch der Amateur dürfte manch interessanten Anwendungsfall finden. Man denke nur an die mechanischen „Klimmzüge", die oft ein Umschalter bereitete, weil die Forderung nach kurzen Drahtverbindungen gewahrt bleiben mußte. Bewegliche Kupplungen, Achsverlängerungen usw. waren meist unvermeidlich. Hier bringt die Schaltdiode eine einfache Lösung.

Als Anwendungsbeispiel zeigt Bild 33 a einen umschaltbaren Schwingkreis. Die Schaltdiode D liegt einem Teil der Gesamtwicklung parallel. Zwei Widerstände dienen der Gleichspannungszuführung. Ist der Schalter S geöffnet, liegt allein die Spannung U 2 an. D wird in Sperrichtung betrieben, und dem Schwingkreis steht die gesamte Wicklung zur Verfügung. Die Spannung U 1 (Schalter geschlossen), bringt die Schaltdiode in Durchlaßrichtung. In Durchlaßrichtung hat die Diode aber nur noch einen sehr kleinen Widerstand, was einem Kurzschluß der Spule L 2 gleichkommt: Der Schwingkreis arbeitet auf einer höheren Frequenz. Mit den beiden Trimmern Tr 2 und Tr 3 ist der Kreis auf die gewünschten Frequenzen abzugleichen.

Sollen beide Trimmer einseitig auf Masse liegen, wie dies im Bild 33 b vorgeschlagen wurde, so muß Tr 3 durch Tr 1 ersetzt werden. Am Prinzip ändert das nichts. Der Kondensator C schließt den HF-Kreis und erlaubt die Gleichspannungszuführung ohne Störung der HF-Schaltung. S, der eigentliche Wellenschalter,

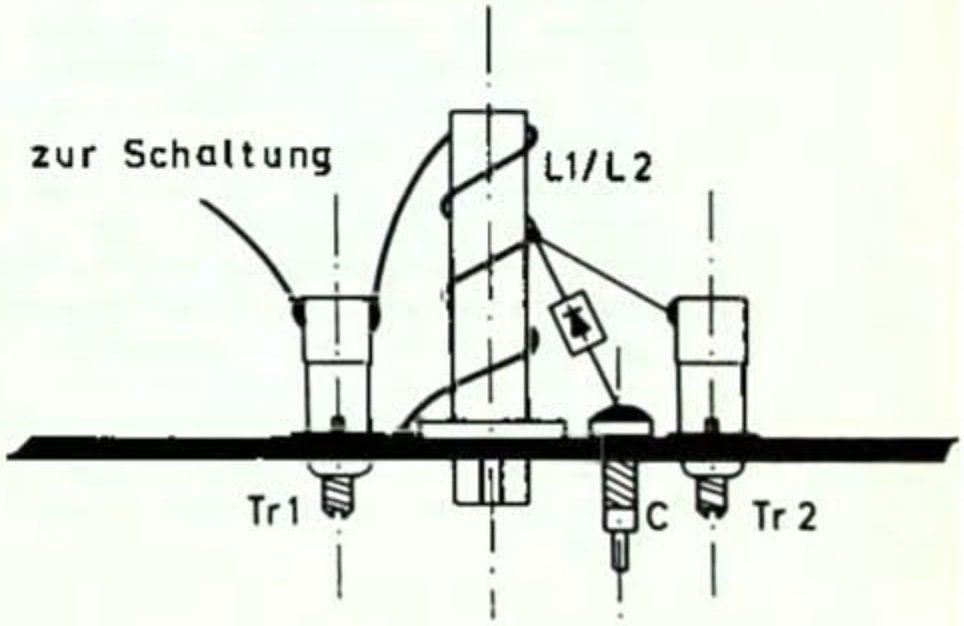
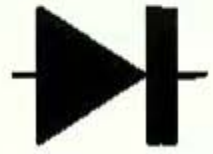


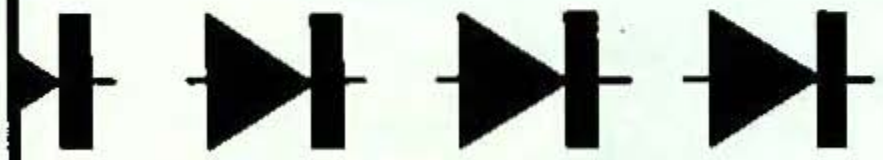
Bild 33b So könnte man die Teile auf einem Chassis anordnen. Die Zuführung der Gleichspannung bleibt dann vollkommen unkritisch

kann daher überall an der Frontplatte eines Gerätes oder auch in einer Fernbedienung seinen Platz bekommen. Der Aufbauvorschlag 33 b hat noch einen Nachteil: Die kurzgeschlossenen Windungen L 2 üben auf L 1 eine Dämpfung aus, die vielleicht stören könnte. Es ist dann besser, für L 1 und L 2 einen getrennten Spulenkörper zu verwenden.

Die Schaltspannung U 2 wird nur mit dem geringen Reststrom der Diode belastet. R 3 kann aus diesem Grunde auch sehr hochohmig sein. Die Spannungsquelle U 1 dagegen muß den Strom in Durchlaßrichtung aufbringen. Sie muß niederohmiger sein. Zu erwähnen wäre noch, daß die Schaltdiode eine spannungsabhängige Kapazität aufweist (ähnlich wie die Kapazitätsdiode). Die beiden Spannungen U 1 und U 2 müssen daher stabil sein, um den Abgleich nicht zu beeinflussen.

Dies ist ein Buch für Beruf und Freizeit: es bietet dem Nachwuchs und dem Amateur das Rüstzeug zum Verständnis elektronischer Vorgänge und zum Aufbau von Schaltungen. Der Stoff ist von allem Ballast frei — klar und lebendig dargeboten. Der Leser gewinnt so ganz nebenbei ein solides Wissen um die Grundlagen der Elektronik





Bergtold

Elektronik-Bauelemente

Verlag Frech
Stuttgart-Botnang

80 Seiten
61 Zeichnungen

DM 6.—

je Band ca. 80 Seiten,
30 Zeichnungen — DM 6.—

Die Reihe wird fortgesetzt

Wir schicken Ihnen gerne
kostenlos ein Verzeichnis
aller in dieser Reihe
erschienenen Schaltungen

TOPP

Verlag Frech

Stuttgart-Botnang

Schaltungen

Teil 1 30 Transistor-Schaltungen
Teil 2 35 Transistor-Schaltungen
Teil 3 36 Transistor-Schaltungen
Teil 4 Meßgeräte mit Transistoren
Teil 5 Transistoren — neu angewandt
Teil 6 37 Transistor-Schaltungen
Teil 7 Schaltungen mit Thyristoren
Teil 8 Fernsteuerschaltungen
Teil 9 NF.-Verstärker
Teil 10 38 Transistor-Schaltungen
Teil 11 Kleines Praktikum der Antennenverstärker
Teil 12 Schaltungen mit Fotowiderständen
Teil 13 Schaltungen mit Fotozellen
Teil 14 Schaltungen mit Fotohalbleitern
Teil 15 Schaltungen der Digital-Elektronik
Teil 16 Sonderschaltungen der NF.-Technik I
Teil 17 Sonderschaltungen der NF.-Technik II
Teil 18 Schaltungen mit dem Thyratron PL 21
Teil 19 Schalten und Verstärken mit Transistoren
Teil 20 Messungen an Halbleitern
Teil 21 Auto - Elektronik
Teil 22 Relaisschaltungen
Teil 23 Experimente mit integrierten Schaltungen

TOPP

Durch intensive Forschungs- und Entwicklungsarbeit gelang es den großen Industrielaboratorien, neue Halbleitertypen zu schaffen. Lange schon bekannte physikalische Erscheinungen konnten dadurch praktisch genutzt werden. Auch für den Praktiker ergeben sich viele Anwendungsmöglichkeiten für diese neuen Halbleiter. Ihn mit der Anwendung von Zenerdioden, Kapazitätsdioden, Tunneldioden, Feldeffekttransistoren bekannt zu machen, ist die Absicht dies Buches.